

Б. Х. КРИВИЦКИЙ

АВТОМАТИЧЕСКОЕ СЛЕЖЕНИЕ ЗА ЧАСТОТОЙ



МАССОВАЯ
РАДИОБИБЛИОТЕКА

Выпуск 860

Б. Х. КРИВИЦКИЙ

АВТОМАТИЧЕСКОЕ СЛЕЖЕНИЕ ЗА ЧАСТОТОЙ



«ЭНЕРГИЯ» МОСКВА 1974

6Ф2.12
К 82
УДК 621.396.668

Кривицкий Б. Х.

К 82 Автоматическое слежение за частотой. М., «Энергия», 1974.

136 с. с ил. (Массовая радиобиблиотека, вып. 860)

В книге в популярной форме на основе физических представлений рассказывается об устройствах автоматического слежения за частотой. Книга рассчитана на подготовленных радиолюбителей.

К $\frac{30401\text{-}442}{051(01)-74}$ 294-74 6Ф2.12

Посвящается светлой памяти
Александра Александровича Куликовского

ПРЕДИСЛОВИЕ

Многие современные радиоэлектронные устройства самого различного назначения содержат автоматические системы, в которых частота колебаний автогенератора должна стабилизироваться или автоматически изменяться в соответствии с частотой воздействующих извне колебаний. Традиционное наименование таких систем — автоматическая подстройка частоты (АПЧ) — отражает первоначальное их использование для подстройки частоты гетеродинов в радиоприемниках. В последние годы все большее распространение получает другое наименование — системы автоматического слежения за частотой (фазой) — АСЧ, которое полнее отражает назначение и принцип действия устройств. Этот термин принят в книге и отражен в ее заглавии.

Если прежде системы АСЧ выполняли вспомогательные операции, то современные радиоэлектронные устройства редко обходятся без них. Следовательно, знание основ работы систем АСЧ необходимо современному радиоспециалисту так же, как десяток лет тому назад знание устройств автоматической регулировки усиления, усилительных трактов, фильтрующих цепей и т. п.

Системам АСЧ посвящена обширная научная литература, фундаментальные монографии [Л. 1, 8], многочисленные научные журнальные статьи. Имеется много работ по практическому применению этих систем [Л. 3, 7, 9, 10, 12]. Почти все публикации рассчитаны на студентов вузов, инженеров или научных работников и мало пригодны для среднего звена радиоспециалистов, не имеющих высшего специального образования, инженеров-практиков, техников, квалифицированных радиолюбителей.

В популярной литературе описание систем АСЧ дается слишком упрощенно, примитивно, что не способствует пониманию сути дела и создает обманчивое впечатление элементарности физических процессов в этих системах. Между тем свойства систем АСЧ вовсе не элементарны, и их понимание связано с определенными трудностями. Во многом это обусловлено спецификой действия систем с обратной связью (замкнутых контуров регулирования), в которых регулируемой величиной является частота — один из параметров входного радиосигнала.

В книге, адресованной широкому кругу читателей, предпринята попытка объяснить в достаточно простой форме действие систем АСЧ, описать их свойства и поведение при разных воздействиях и в разных условиях. Кроме того, по нашему мнению, книга может заинтересовать учащихся вузов как литература ознакомительного характера, хотя студентам непосредственно она не адресована.

В книге дается физическая трактовка процессов и явлений в системах АСЧ с использованием элементарного математического аппарата. Исключение составляют применяемые в достаточно популярной форме понятия производной и интеграла.

При написании автор многократно испытывал затруднения, которые касались не только невозможности использовать соответствующий математический аппарат. Многие важные для практики проблемы еще не нашли своего решения в научном плане и не освещены даже в специальной литературе. Это, однако, не может служить препятствием для написания популярной книги по системам АСЧ.

В книге не приводятся конкретные расчеты элементов и систем. Однако в ней содержится материал, необходимый для объяснения выбора параметров и учета их влияния на свойства и характеристики систем АСЧ, а также для понимания предельных ограничений в этих системах.

Автор испытывает чувство глубокой признательности к рецензенту проф. А. А. Куликовскому, многочисленные замечания и советы которого были учтены при доработке рукописи. Автор весьма благодарен докт. техн. наук. В. А. Левину за большой труд по редактированию.

Автор

Глава первая

ОБЩИЕ СВЕДЕНИЯ О СИСТЕМАХ АВТОМАТИЧЕСКОГО СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ

1-1. Принцип действия систем автоматического слежения за частотой

Системами автоматического слежения за частотой (АСЧ) называют устройства, которые предназначены для автоматического (без участия оператора) изменения частоты колебаний некоторого автогенератора в соответствии с изменениями частоты внешнего сигнала. Частота колебаний автогенератора в этих системах должна «следить» за частотой сигнала, повторяя все ее изменения.

Первоначально эти системы использовались почти исключительно для автоматической подстройки частоты генератора в приемниках супергетеродинного типа. Отсюда происходит широко распространенное и давно укоренившееся название: системы автоматической подстройки частоты (АПЧ).

В связи с развитием радиоэлектроники применение систем АСЧ вышло далеко за рамки задачи автоподстройки. В результате появилась необходимость дать более общее и точное наименование — системы АСЧ. Принцип действия при этом, по существу, сохранился; поясним его на примере автоподстройки частоты гетеродина.

Напомним, что в супергетеродинном приемнике осуществляется преобразование колебаний сигнала и гетеродина в колебания промежуточной частоты $f_{пр}$. Если приемник построен так, что промежуточная частота равна разности частот сигнала $f_с$ и гетеродина $f_г$, то говорят, что имеет место нижняя настройка (т. е. $f_с > f_г$ и $f_{пр} = f_с - f_г$); если частота $f_{пр} = f_г - f_с$ (т. е. $f_г > f_с$), то приемник имеет верхнюю настройку гетеродина. В редких случаях промежуточную частоту выбирают равной $f_{пр} = f_с + f_г$. Для определенности будем полагать, что в приемнике используется нижняя настройка. *

Фактическое значение промежуточной частоты должно совмещаться с некоторым постоянным для данного приемника номинальным ее значение f_0, например, $f_0 = 465$ кГц.

При изменении частоты сигнала (например, переходе к приему сигналов другой радиостанции) необходимо перестроить гетеродин так, чтобы промежуточная частота $f_{пр}$ вновь стала близкой к f_0. Эта перестройка обычно осуществляется оператором вручную.

Благорадя такому устройству приемника основное усиление сигналов осуществляется на частоте $f_{пр}$. В результате можно получить

---

* В дальнейшем (см. стр. 60) будет пояснено, к каким изменениям приводит переход на верхнюю настройку.

большое усиление, хорошую селекцию сигналов посторонних радиостанций, которые сохраняются при работе в широком диапазоне частот.

Частота колебаний гетеродина при работе радиоприемника может изменяться вследствие воздействия разнообразных дестабилизирующих факторов: отклонений температуры, давления, влажности, напряжений источников питания и т. п. Для того чтобы при постоянной частоте сигнала (значения f_c) сохранить разностную частоту близкую к f_0, необходимо корректировать настройку гетеродина. При отсутствии АПЧ это достигается ручной подстройкой частоты гетеродина, что во многих случаях неудобно, а иногда попросту невозможно. Поэтому когда требуется освободить оператора от необходимости коррекции, прибегают к автоматической подстройке частоты гетеродина. В случае ручной подстройки оператор «следит» за тем, отклоняется ли $f_{пр}$ от f_0 (это отклонение определяется по приборам или искажениям выходного сигнала, ощутимым на слух), и стремится так изменить частоту гетеродина, чтобы $f_{пр}$ было по возможности близкой к f_0, т. е. разность $\Delta f = f_{пр} - f_0$ оставалась небольшой. Величину Δf в дальнейшем будем называть расстройкой.

Устройство АПЧ, действуя функционально подобно оператору, не только высвобождает его, но и достигает поставленной цели значительно точнее и эффективнее. Например, оператор не в состоянии «отслеживать» и компенсировать быстрые изменения частоты гетеродина, вызванные, например, колебаниями напряжения источников питания. При наличии АПЧ эта задача решается просто.

В системе АПЧ содержится элемент — частотный дискриминатор (ЧД), который реагирует на величину и знак расстройки. В зависимости от величины и знака Δf на выходе ЧД вырабатывается напряжение $u_{ч.д}$, которое в дальнейшем и используется для управления частотой гетеродина. Следовательно, в состав системы должно входить также устройство управления частотой колебаний гетеродина. При возникновении расстройки одного знака напряжение $u_{ч.д}$ будет, например, положительным. Это напряжение с помощью устройства управления частотой изменяет частоту гетеродина так, что величина Δf уменьшается. Перемена знака расстройки влечет за собой изменение полярности $u_{ч.д}$, вследствие чего $f_г$ изменяется в противоположную сторону, вновь уменьшая Δf. В результате расстройка остается малой, а частота $f_{пр}$ — близкой к f_0. Система АПЧ реагирует на возникновение расстройки, обусловленное любыми причинами, а не только уходом частоты гетеродина. В той же мере регулирующее действие проявляется и при отклонении частоты сигнала f_c. Последний случай не редкость. Более того, иногда изменения частоты сигнала связаны с принципом действия радиоэлектронного устройства. Для того чтобы при этом обеспечить требуемое качество радиоприема, необходимо автоматически изменять $f_г$ на величину, близкую к отклонению f_c. Такой эффект достигается тем же способом, что в рассмотренном выше варианте системы АПЧ. При отклонении частоты сигнала на Δf_c возникает расстройка Δf, вызывающая появление напряжения $u_{ч.д}$ и соответствующее изменение $f_г$; иными словами, частота гетеродина следит за f_c.

В системах автоматической стабилизации основная задача состоит в поддержании неизменной частоты генератора. Она решается так же, как задача слежения: при уходе частоты генератора возникает напряжение на выходе ЧД, появляется управляющее напряжение и частота генератора стремится к прежнему значению уровня.

Таким образом, задачу противодействия влиянию дестабилизирующих факторов можно рассматривать как частный случай задачи слежения за неизменной частотой f_c, когда частота $f_г$ должна оставаться постоянной, несмотря на возмущения, вызывающие уход частоты этого генератора.

Основное отличие систем, предназначенных для стабилизации частоты, от систем слежения за меняющейся частотой состоит в требованиях, которые предъявляются к параметрам обеих систем. Это может также вызвать и некоторое отличие в устройстве отдельных элементов.

Указанное отличие не является принципиальным, и все закономерности работы систем слежения полностью относятся к системам стабилизации. Исключение составляет лишь один класс систем стабилизации, действие которых основано на сравнении частоты стабилизируемого генератора с резонансной частотой контура и последующей автоматической компенсации уходов частоты генератора. Рассмотрение таких систем, однако, выходит за рамки книги.

Рис. 1-1.

Таким образом, в дальнейшем не будем делать различий между системами стабилизации и слежения. Учитывая большое распространение термина «системы АПЧ», в некоторых случаях будем им пользоваться главным образом для обозначения систем, предназначенных для автоматической стабилизации частоты по колебаниям опорного генератора.

Приведенное ранее описание позволяет обрисовать общую функциональную схему частотной системы АСЧ (рис. 1-1) без привязки ее к супергетеродинному приемнику. На вход смесителя *См* поступают напряжения сигнала u_c частоты f_c и генератора (гетеродина) $u_г$ частоты $f_г$. В результате преобразования образуется сигнал разностной (промежуточной) частоты, которую в дальнейшем будем обозначать через f (без индексов)

$$f = f_c - f_г. \qquad (1\text{-}1)$$

Далее следует усилитель промежуточной частоты, где производятся усиление и селекция колебаний. В дальнейшем эти каскады будем называть селективным усилителем *СУ*, поскольку основное назначение их связано именно с выделением сигналов определенной частоты. Колебания разностной частоты подаются на частотный дискриминатор *ЧД*, а выходное напряжение *ЧД* ($u_{ч\,д}$) — на промежуточные элементы *ПЭ*. Обычно в состав *ПЭ* входит низкочастотный фильтр, а иногда и дополнительный усилитель постоянного тока. Напряжение $u_у$ с выхода *ПЭ* поступает на устройство управления частотой *УУЧ* генератора. В дальнейшем для сокращения это устройство будет иногда называться управителем частоты *УЧ*.

В результате, как показано на рис. 1-1, образовалось замкнутое автоматически действующее устройство — типичная система автоматического регулирования. Отклонения частоты f от значения f_0, обусловленные любыми причинами, в нормально функционирующей системе вызывают такие процессы, что разность $\Delta f = f - f_0$ уменьша-

ется, оставаясь, в конечном итоге, по абсолютному значению меньше той, какая была бы при отсутствии автоматической системы.

Замкнутую систему удобно рассматривать как следящую, в которой частота генератора следит за изменениями частоты сигнала, и, в частном случае, когда $f_с$ остается постоянной, стабилизирует частоту $f_г$. Система содержит «чувствительный элемент» — частотный дискриминатор, фиксирующий частоту f_0 и реагирующий на знак и величину отклонения f от f_0 (расстройку Δf). Описание системы АСЧ относятся к классу частотных.

Помимо них в практике широко применяются фазовые системы АСЧ, в которых «чувствительным элементом» является фазовый детектор *ФД*. Последний реагирует на разность фаз воздействующих на него колебаний. Поскольку отклонение частоты есть скорость изменения разности фаз, *ФД* можно использовать также и как устройство, чувствительное к разнице частот сигнала и генератора.

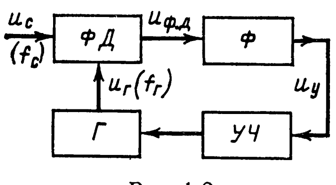


Рис. 1-2.

Функциональная схема фазовой системы АСЧ представлена на рис. 1-2. На фазовый детектор *ФД* поступают колебания сигнала и генератора. На выходе *ФД* образуется напряжение $u_{ф.д}$, зависящее от разности фаз φ этих колебаний. Оно через фильтр нижних частот *Ф*, который является промежуточным элементом *ПЭ* системы, подается на управитель частоты *УЧ*. Последний, действуя так же, как в частотных системах АСЧ, приводит к отклонению частоты и фазы генератора *Г*.

При определенном значении разности фаз $\varphi=\varphi_{нач}$ (в дальнейшем показано, что $\varphi_{нач}=-90°$) выходное напряжение *ФД* $u_{ф.д}=0$. При отклонении разности фаз от этого значения (т. е. при появлении фазового рассогласования $\Delta\varphi$) возникает напряжение $u_{ф.д}$, величина которого в некотором (сравнительно небольшом) диапазоне пропорциональна $\Delta\varphi$.

Предположим, изменилась частота $f_с$ колебаний сигнала. Это повлечет за собой отклонения разности фаз, и в системе установится такое новое фазовое рассогласование, отличное от $\varphi_{нач}$ на величину $\Delta\varphi_{уст}$, при котором частота генератора изменится на ту же величину, что и частота сигнала, и будет достигнуто равенство $f_с=f_г$. Действительно, только при одинаковых частотах разность фаз сигнала и генератора может быть постоянной. При отклонении $f_с$ в одну сторону $\Delta\varphi_{уст}>0$; при отклонении в другую — $\Delta\varphi_{уст}<0$. Как будет показано в дальнейшем, система действует эффективно, если $\Delta\varphi_{уст}$ невелико. Именно этот случай представляет наибольший практический интерес.

Если под влиянием дестабилизирующих факторов начинает изменяться частота $f_г$, то возникает дополнительная разность фаз $\Delta\varphi$, а, следовательно, и напряжение $u_{ф.д}$, противодействующее влиянию этих факторов. В результате равенство $f_с=f_г$ будет восстановлено.

Описанная система также обеспечивает автоматическое слежение фазы генератора за фазой сигнала. Если начальная фаза входного сигнала претерпевает некоторый сдвиг $\Delta\varphi_с$, возникает напряжение на выходе *ФД* и на входе управителя, что приводит к дополнительному сдвигу фазы колебаний генератора $\Delta\varphi_г$. Если $\Delta\varphi_с$ величина

постоянная, то фаза генератора в конце концов изменится на тот же угол, т. е. $\Delta\varphi_с = \Delta\varphi_г$; напряжение на управителе останется прежним. В противном случае должна была бы измениться частота генератора, что невозможно, поскольку она станет тогда отличной от частоты сигнала (т. е. $f_с \neq f_г$ и $\Delta\varphi_с \neq \Delta\varphi_г$). Необходимо обратить внимание на то, что здесь описан конечный эффект действия системы в установившемся режиме, после завершения переходных процессов; именно в этом режиме при постоянном $\Delta\varphi_с$ обеспечивается равенство частот и отклонений фаз сигнала и генератора.

Следовательно, наряду с фазовой системой слежения за частотой можно говорить о фазовой системе слежения за фазой. Разница в действии этих систем заключается не в их устройстве, а в характере изменений поступающих на них сигналов.

В фазовых системах отсутствует преобразование частоты. В них имеет место непосредственное сравнение фаз двух колебаний, и на основе этого сравнения возникает напряжение рассогласования, управляющее частотой генератора.

В частотных системах чаще всего используется преобразование частоты, хотя в некоторых случаях сравниваемые частоты (сигнала и генератора) могут быть близкими друг к другу, т. е. система действует без преобразования частоты.

Частотные и фазовые системы слежения за частотой обладают фильтрующими свойствами. Предположим, что частота сигнала меняется по гармоническому закону, так что ее отклонение от некоторого исходного значения можно записать так: $\Delta f_с = \Delta f_{сm} \sin \omega t$. Иначе говоря, пусть входной сигнал модулирован по частоте, причем ω — частота модуляции. Тогда частота следящего генератора в системе АСЧ также будет изменяться по гармоническому закону с той же частотой ω: $\Delta f_г = \Delta f_{гm} \sin(\omega t + \varphi)$. Здесь $\Delta f_{сm}$ и $\Delta f_{гm}$ — максимальные отклонения частоты сигнала и генератора, а φ — начальный фазовый сдвиг этих колебаний.

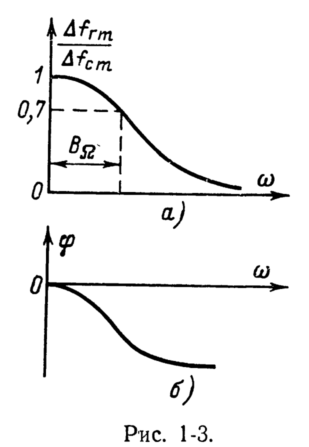


Рис. 1-3.

Если частота сигнала меняется достаточно медленно (ω — очень низкая частота), то генератор будет успевать отслеживать изменения частоты сигнала и $\Delta f_{гm}$ будет мало отличаться от $\Delta f_{сm}$. Следовательно, для очень низких частот отношение $\Delta f_{гm}/\Delta f_{сm}$ близко к единице. При очень быстрых изменениях частоты $f_с$ генератор «не успевает» следить за ее изменениями и отношение $\Delta f_{гm}/\Delta f_{сm}$ будет малым. Зависимость этого отношения от частоты ω, с которой меняется частота сигнала, имеет вид рис. 1-3,*а*. Ее можно назвать частотной характеристикой системы АСЧ, по которой можно определить полосу пропускания B_Ω. Более того, систему АСЧ можно формально рассматривать как фильтр, на входе которого есть отклонение частоты сигнала, а на выходе—отклонение частоты генератора. Этот фильтр «пропускает» отклонения $\Delta f_с$ для низких частот ω и не «пропускает» (задерживает) отклонения $\Delta f_с$ для высоких частот. Его

свойства описываются не только амплитудно-частотной характеристикой, но и фазо-частотной, показывающей зависимость фазового сдвига φ «синусоид» Δf_c и $\Delta f_г$ от частоты ω (рис. 1-3,б).

Формальность или условность таких представлений состоит в том, что в действительности мы не можем указать «вход Δf_c» и «выход $\Delta f_г$», равно как нельзя на систему подать «частоту колебаний». Реально можно говорить о радиотехническом входе системы — антенне, усилителе высокой частоты, фазовом детекторе и т. п., куда поступают колебания сигнала. Однако представление системы в виде фильтра весьма удобно, так как объясняет реально существующую фильтрующую способность системы по отношению к изменениям частоты сигнала. В отличие от реального радиотехнического входа можно говорить об условном информационном входе, куда поступает величина Δf_c, и информационном выходе, с которого снимается $\Delta f_г$. К таким представлениям часто прибегают в радиоэлектронике и, в частности, в таком ее разделе, как радиоавтоматика. В дальнейшем особенности этого фильтра обсуждаются достаточно подробно и уточняется, как обеспечивается частотная селекция с помощью систем АСЧ.

1-2. Примеры использования систем АСЧ

Системы АСЧ нашли широкое распространение. Они используются в связных и телевизионных приемниках различного назначения, генераторах для создания сетки опорных частот, радиотехнических измерителях скорости движения летательных аппаратов, устройствах получения колебаний высокостабильных опорных частот, для стабилизации несущей в процессе частотной и фазовой модуляции и т. п.

Для некоторых из упомянутых систем характерно не слежение, а стабилизация частоты около заданного значения. Мы отнесли их к системам АСЧ несколько условно на том основании, что существенных отличий в принципе действия у таких систем нет.

В данном параграфе на нескольких примерах в общих чертах поясняется применение частотных и фазовых систем АСЧ.

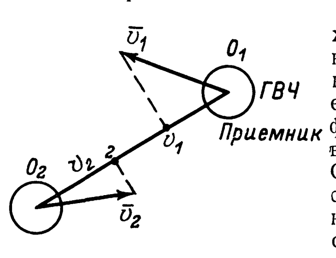


Рис. 1-4.

Для определения скорости движения используется явление смещения частоты колебаний при отражении радиоволн от движущихся объектов. Это явление, называемое эффектом Допплера, характерно для волн любой физической природы. Смещение частоты пропорционально скорости взаимного движения источника излучения и отражающего объекта. Измерив смещение, можно определить скорость взаимного движения.

Принцип измерения скорости с использованием эффекта Допплера поясняется рис. 1-4. Генератор высокой частоты (ГВЧ) передающего устройства устанавливается на объекте O_1, движущемся со скоростью $\mathbf{v}_1$; отражающий объект O_2 движется со скоростью $\mathbf{v}_2$. Радиоволны с частотой $f_н$ излучаются в пространство и после отражения принимаются на объекте O_1.

Частота принятых колебаний отличается от $f_н$ на величину

$$f_д \approx f_н \frac{2v}{c} = \frac{2v}{\lambda};$$

здесь $v = v_1 + v_2$ сумма проекций скоростей на линию O_1O_2; c — скорость распространения электромагнитных волн; λ — длина волны.

При взаимном сближении (как на рис. 1-4) частота принятых колебаний на $f_д$ больше частоты $f_н$ излучаемых колебаний, а при удалении — меньше $f_н$ на ту же величину. Поскольку $f_д$ пропорциональна величине v, измерение скорости сводится к определению $f_д$.

Относительное изменение частоты $(f_д/f_н) = (2v/c) \ll 1$ $(v \ll c)$ и при непосредственном измерении частоты принятых сигналов $f_н + f_д$ определение $f_д$ невозможно.

Измерение $f_д$ производится с помощью выделения разностной частоты в смесителе, на который подаются излучаемые (частоты $f_н$) и принятые (частоты $f_н \pm f_д$) колебания. Разностная частота равна: $f_р = |f_н - (f_н \pm f_д)| = f_д$.

Для того чтобы получить представление о величине $f_д$, примем $\lambda = 3$ см $= 0{,}03$ м. Тогда для скорости получаем

$$f_д = \frac{2}{3} 10^2 v \approx 70v \text{ (Гц)}.$$

Величина $f_д$ составляет 70 Гц при изменении скорости на 1 м/с. При скорости $v = 100$ м/с $f_д \approx 7$ кГц; при $v = 1000$ м/с $f_д = 70$ кГц.

Схема устройства для определения $f_д$ приведена на рис. 1-5 [Л. 11].

На смеситель *См* схемы выделения $f_д$ с антенны *А* подается принятый сигнал и через ослабитель *Ос* — часть мощности радиопередатчика (генератора ГВЧ). В результате преобразования выделяется разностный сигнал допплеровской частоты $(f = f_д)$. Эта частота должна быть отфильтрована и измерена. При выделении сигнала с частотой $f_д$ с помощью фильтра (назовем его фильтром допплеровских частот — ФДЧ) полосу $П_ф$ необходимо выбирать из расчета пропускания всего диапазона ожидаемых значений $f_д$. Таким образом, значение полосы пропускания фильтра

$$П_ф \geqslant f_{д.макс} - f_{д.мин} = \frac{2f_н}{c} [v_{макс} - v_{мин}], \qquad (1\text{-}2)$$

где $v_{макс}$, $v_{мин}$ — максимальные и минимальные значения скорости.

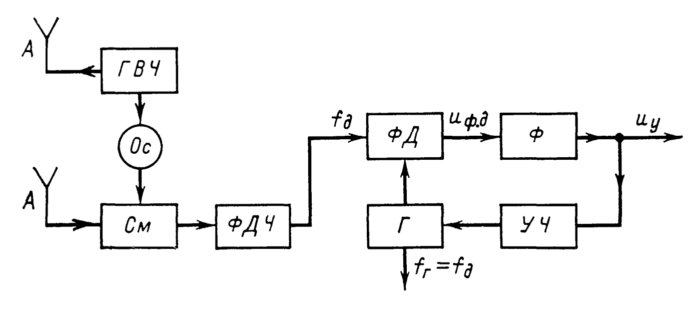


Рис. 1-5.

Полосу пропускания $П_ф$ фильтра можно значительно сузить, если после *ФДЧ* установить перестраиваемый в диапазоне $f_{д.макс}$—$f_{д.мин}$ узкополосный фильтр, следящий за частотой $f_д$. Функции такого фильтра может выполнять частотная или фазовая системы АСЧ.

Функциональная схема системы измерения допплеровской частоты с фазовой системой АСЧ изображена на рис. 1-5. Сигнал частотой $f_д$ с выхода *ФДЧ* поступает на фазовый детектор *ФД*. Выходное напряжение *ФД* через фильтр *Ф* подается на управитель *УЧ*. Частота $f_г$ следящего генератора *Г* равна измеренному значению $f_д$, т. е. $f_г=f_д$. Благодаря такому устройству, как показано в дальнейшем, удается в значительной мере ослабить помехи, сопутствующие отраженному сигналу.

Другое преимущество подобной схемы состоит в том, что в тех случаях, когда это необходимо, с управителя частоты можно снять напряжение $u_у$, пропорциональное $f_д$, вследствие чего исключается необходимость установки дополнительных устройств для преобразования допплеровской частоты в напряжение (с целью измерения $f_д$).

Практические схемы несколько сложнее изображенной на рис. 1-5. В них предварительно производится перенос излученных и принятых колебаний с помощью двух смесителей и общего гетеродина на более низкую промежуточную частоту. Затем происходит смешение полученных промежуточных частот в смесителе, на выходе которого стоит *ФДЧ*. Далее повторяется схема рис. 1-5.

С той же целью, что и фазовые системы, для измерения могут использоваться также частотные системы АСЧ. Простейшая функциональная схема этого типа изображена на рис. 1-6 [Л. 11]. На смеси-

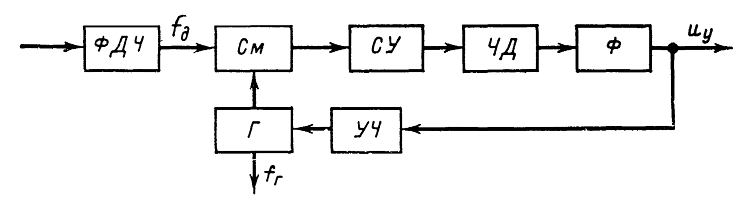


Рис. 1-6.

тель *См* подаются колебания с выхода ФДЧ и со следящего генератора *Г*. Последний вместе с селективным усилителем *СУ*, частотным дискриминатором *ЧД*, фильтром *Ф* и управителем частоты *УЧ* образуют частотную систему АСЧ. Селективный усилитель настроен на частоту $f_{пр}=f_д—f_г$.

Всякие изменения $f_д$ отслеживаются генератором, так что селективный усилитель может быть сделан достаточно узкополосным: его полоса значительно меньше полного диапазона изменения допплеровских частот. Собственная нестабильность частоты колебаний генератора здесь не имеет большого значения (разумеется, в определенных пределах), поскольку благодаря действию системы АСЧ происходит компенсация уходов $f_г$.

Измеренное значение $f_д$ снимается в виде колебаний генератора *Г* или с управителя в виде напряжения $u_у$. Частота $f_г$ отличается от $f_д$ на практически постоянную величину $f_{пр}$, которая выбирается из условий удобства осуществления селективного усилителя *СУ*.

Полоса *СУ* выбирается с учетом противоречивых требований. С одной стороны, ее выгодно делать достаточно малой, с тем чтобы обеспечить отстройку от мешающего действия близких по частоте посторонних сигналов, как в тракте промежуточной частоты супергетеродинного приемника. С другой — она должна быть шире спектра частот, обусловленного изменениями частоты $f_д$, которые не успевают отслеживаться системой, или «размытием» спектра вследствие отражения от протяженных целей.

Поясним последнее на примере использования эффекта Допплера для определения путевой скорости v_c самолета (рис. 1-7). С помощью антенны *A* направленного действия производится облучение участка

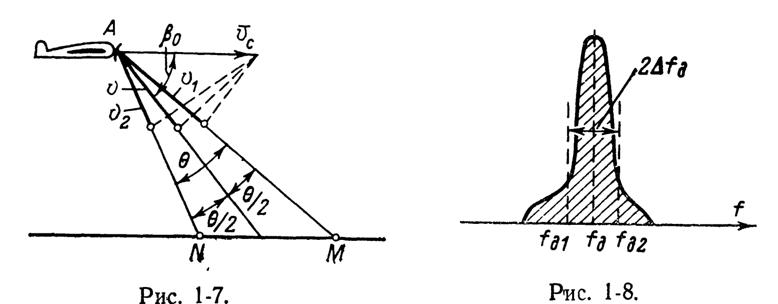


Рис. 1-7.

Рис. 1-8.

земной поверхности, ограниченного лучами *AM* и *AN* основного лепестка диаграммы направленности (ширина луча равна θ). Благодаря тому что проекция вектора скоростей на прямые *AM* и *AN* различны (v_1 и v_2), отраженный сигнал будет содержать спектр частот от $f_{д.макс}=2f_н v_1/c$ до $f_{д.мин}=2f_н v_2/c$.

Центральная частота спектра равна:

$$f_д = 2f_н \frac{v}{c} = 2f_н \frac{v_c \cos\beta_0}{c},$$

где β_0 — угол наклона середины луча относительно вектора скорости.

Таким образом, принятый на самолете сигнал является не монохроматическим, а имеет сплошной спектр (рис. 1-8). Для определения абсолютного значения вектора путевой скорости v_c необходимо измерить угол β_0 и центральную частоту $f_д$ спектра.

Ширина допплеровского спектра

$$2\Delta f_д = f_{д1} - f_{д2} = \frac{2f_0}{c}(v_1 - v_2).$$

Так как $v_1 = v_c \cos\left(\beta_0 - \frac{\theta}{2}\right)$, а $v_2 = v_c \cos\left(\beta_0 + \frac{\theta}{2}\right)$, то для $2\Delta f_д$ получаем:

$$2\Delta f_д = \frac{2f_н}{c} v_c \left[\cos\left(\beta_0 - \frac{\theta}{2}\right) - \cos\left(\beta_0 + \frac{\theta}{2}\right)\right] =$$

$$= 2\frac{f_н}{c} v_c \sin\beta_0 \sin\frac{\theta}{2} \approx \left[\frac{2f_н}{c} v_c \sin\beta_0\right]\frac{\theta}{2} = \frac{2v_c}{\lambda}\frac{\theta}{2}\sin\beta_0.$$

Ясно, что ширина спектра пропорциональна ширине луча θ.

Значение $f_д$, соответствующее «пику» спектра отражений от Земли, измеряется с помощью системы АСЧ. При этом полоса селективного фильтра должна быть шире $2\Delta f_д$. Быстродействие системы АСЧ должно быть выбрано так, чтобы система «успевала» отслеживать изменения $f_д$, обусловленные изменением скоростей летательного аппарата.

Полоса селективного фильтра у́же полосы фильтра ФДЧ, рассчитанного на пропускание полного диапазона допплеровских частот. Следовательно, применение следящей системы приводит к дополнительному ослаблению шума (в гл. 3 эти вопросы обсуждаются более детально).

Второй пример использования системы АСЧ относится к выделению (селекции) нужной частоты из сетки высокостабильных или как их иногда называют, опорных частот [Л. 10]. Сетка частот используется в радиопередающей или радиоприемной аппаратуре, предназначенной для осуществления связи на большом числе фиксированных волн. Технически просто создать спектр из равностоящих высокостабильных частот. Достигается это часто путем синхронизации колебаний генератора релаксационных колебаний (например, блокинг-генератора) колебаниями высокостабильного кварцевого генератора. Спектр импульсов блокинг-генератора состоит из отдельных гармоник с частотами $nf_{кв}$ ($f_{кв}$ — частота следования импульсов, равная частоте кварцевого генератора, n — целое число).

Интенсивность гармоник убывает с частотой (ростом числа n). Для импульсов прямоугольной формы огибающая спектра достигает первого нуля на частоте $1/t_и$. Если импульсы имеют малую длительность $t_и$, то можно получить достаточно большое число гармоник без существенного ослабления их интенсивности. Гармонические составляющие служат сеткой опорных частот. Описанный способ только иллюстрирует принцип образования множества опорных частот. В действительности датчики опорных частот устроены значительно сложнее [Л. 10].

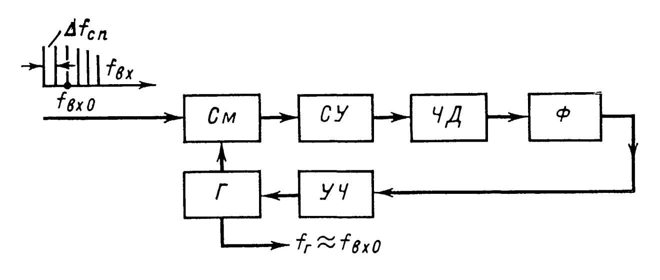


Рис. 1-9.

Основная задача далее состоит в выделении колебаний нужной частоты. Это можно сделать, например, путем использования узкополосного фильтра, перестраиваемого во всем диапазоне сетки частот. Однако часто проще и удобней использовать для этой цели систему АСЧ. Упрощенная схема выделения требуемой гармоники с помощью частотной системы АСЧ представлена на рис. 1-9. Генератор *Г* следит за одной из составляющих $f_{вх\,0}$ спектра частот, поступающих на смеситель *См*. Полоса пропускания селективного усилителя *СУ* выбирается более узкой, чем интервал между двумя соседними частота-

ми $\Delta f_{с п}$. Специальное устройство (оно не изображено на схеме) осуществляет поиск нужной гармоники. Благодаря включению *СУ* система будет осуществлять слежение только за выбранной гармоникой, резко ослабляя остальные компоненты спектра. Частота следящего генератора *Г* будет с высокой степенью точности соответствовать выбранной гармонике.

Частотные и фазовые системы АСЧ могут с успехом применяться для частотной и фазовой модуляции генераторов. Пример функциональной схемы такого модулятора приведен на рис. 1-10. Модулирующее напряжение $u_{мод}$ складывается с напряжением на выходе фильтра и поступает на вход управителя частоты *УЧ* генератора *Г*, следящего за высокостабильной несущей частотой $f_н$.

Параметры системы выбираются так, что эффективно устраняются медленные уходы частоты генератора, но система почти не реа-

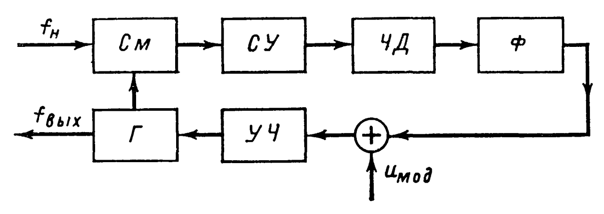


Рис. 1-10.

гирует на сравнительно быстрые полезные колебания частот модуляции, в частности, на наиболее низкую частоту $F_{мин}$ спектра модулирующих частот.

Подобная схема может быть использована в приемниках ЧМ колебаний для стабилизации частоты гетеродина. В этом случае система АСЧ эффективно устраняет медленные уходы частоты генератора, но не реагирует на колебания модулирующих частот (см. § 3-7).

В современных телевизионных приемниках широко используется устройство синхронизации с фазовой системой автоматического слежения за фазой. Известно, что запуск генераторов развертки должен осуществляться синхроимпульсами телевизионного сигнала. Для увеличения помехоустойчивости генератора строчной развертки выделенные из телевизионного сигнала входные синхроимпульсы СИ воздействуют не на блокинг-генератор развертки, а проходят на систему слежения, функциональная схема которой представлена на рис. 1-11.

Моменты появления синхроимпульсов (или их фаза) сравниваются с моментами прохождения пилообразного напряжения, сформированного из колебаний блокинг-генератора строчной развертки *ГСР* (в устройстве формирования пилы УФП) через нулевой уровень. При совпадении моментов выходное напряжение импульсно-фазового детектора *ИФД* равно нулю. В случае их расхождения возникает напряжение, знак которого определяется тем, отстают или опережают импульсы момент нулевого уровня пилообразного напряжения *ПН*, а величина определяется степенью расхождения. Это напряжение через фильтр *Ф* воздействует на блокинг-генератор, вызывая смещение фазы пилообразного напряжения в сторону компенсации возникшего рассогласования. Смещение происходит до тех

пор, пока расхождение моментов не снизится до некоторой малой величины (в идеальном случае до нуля).

Описанная схема позволяет сделать систему синхронизации менее чувствительной к помехам, идущим вместе с синхроимпульсами. Физическая причина этого выигрыша состоит в том, что широкополосные сопутствующие помехи хорошо отсеиваются сравнительно узкополосной следящей системой (§ 4-3).

Для некоторых важных случаев практики фазовая система АСЧ является наилучшим с точки зрения помехоустойчивости устройством выделения из высокочастотного колебания сообщения, передаваемого с помощью фазовой модуляции.

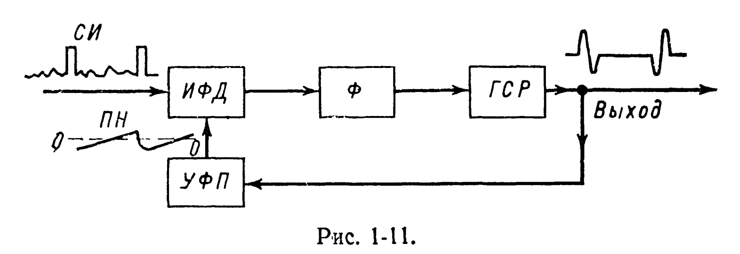


Рис. 1-11.

Вопросам построения наилучших (или как говорят оптимальных) систем такого типа посвящены многие фундаментальные исследования советских ученых [Л. 1, 8, 9, 12].

Рассмотренные примеры, конечно, далеко не исчерпывают приложений систем АСЧ. Цель этих примеров состоит в том, чтобы ввести в круг задач, решаемых с помощью систем АСЧ, и показать, что эти задачи весьма разнообразны и важны для практики.

Глава вторая

ЭЛЕМЕНТЫ СИСТЕМ АСЧ

Из рассмотрения функциональных схем систем АСЧ (гл. 1), следует, что в их состав входят следующие основные элементы: фазовые и частотные детекторы (дискриминаторы); устройства управления частотой колебаний генераторов (управители частоты); фильтры различных видов.

В этой главе будут рассмотрены основные особенности этих элементов, связанные с их использованием в системах АСЧ. Фазовые и частотные детекторы, фильтры и управители частоты широко применяются в разнообразных радиоэлектронных устройствах, а не только для целей АСЧ. Так, частотный детектор — один из основных элементов приемника частотно-модулированных колебаний, где этот детектор используется как демодулятор ЧМ колебаний. Управители частоты — необходимый элемент для осуществления модуляции в ЧМ радиопередатчиках. При рассмотрении названных элементов поэтому будем подчеркивать главным образом их особенности, связанные с использованием в системах АСЧ.

2-1. Фазовые детекторы

Фазовым детектором (ФД) называют электронное устройство, выходное напряжение которого зависит от текущей разности фаз колебаний, поданных на два входа. Обычно эти колебания имеют близкие или кратные частоты. Одно из поданных напряжений удобно принять за опорное и относительно него отсчитывать разность фаз. Выходное напряжение $u_{ф.д}$ периодически повторяется, когда фазовый сдвиг меняется на определенную величину — период (обычно он равен 2π). Для зависимости выходного напряжения $u_{ф.д}$ от разности фаз φ можно записать:

$$u_{ф.д}=\psi(\varphi). \qquad (2\text{-}1)$$

Функция ψ — периодическая, с периодом 2π, так что

$$\psi(\varphi\pm 2k\pi)=\psi(\varphi)=u_{ф.д},\ k=0,\ 1,\ 2,\ \ldots$$

Из большого числа применяемых на практике ФД рассмотрим наиболее часто встречающийся — балансный ФД (рис. 2-1). Он со-

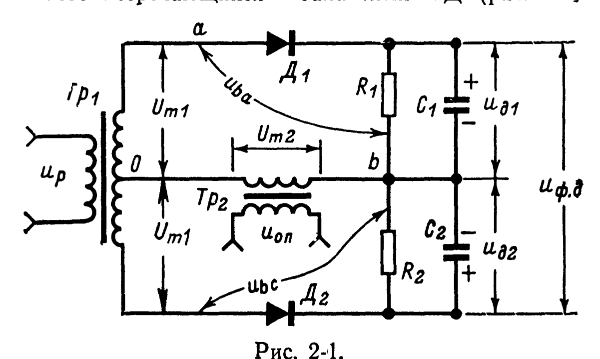


Рис. 2-1.

стоит из суммирующих трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$ и двух идентичных амплитудных детекторов (диоды $Д_1$, $Д_2$, цепи R_1C_1, R_2C_2); параметры выбираются так, что $R_1=R_2=R$; $C_1=C_2=C$. Постоянная времени нагрузочных цепей детекторов значительно больше периода входных колебаний, т. е. $RC\gg 2\pi/\omega$ (ω — круговая частота). Суммирование напряжений достигается последовательным соединением вторичных обмоток трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$. Вторичная обмотка $Тр_1$ должна быть симметричной относительно средней точки O. Напряжения на входах обоих детекторов равны соответственно

$$u_{ba}=u_{m2}+u_{m1};\ u_{bc}=u_{m2}-u_{m1},$$

где u_{m1} и u_{m2} — напряжения на вторичных обмотках трансформаторов $Тр_1$ и $Тр_2$.

Выходное напряжение $u_{ф.д}$ образуется как разность напряжений на выходе детекторов:

$$u_{ф.д}=u_{д1}-u_{д2}.$$

Действие рассматриваемой схемы ФД удобно пояснить с помощью векторной диаграммы, полагая, что оба напряжения синусо-

йдальны и различаются по фазе на угол φ, т. е.

$$u_р = U_{mр} \sin(\omega t + \varphi); \quad u_{оп} = U_{оп} \sin \omega t;$$

здесь напряжение $u_{оп}$ принято за опорное. Вектор напряжения на входе первого детектора находится в результате вычитания из вектора $\mathbf{U}_{m2}$, характеризующего амплитуду напряжения на вторичной обмотке трансформатора $Тр_2$, вектора $\mathbf{U}_{m1}$ — на верхней половине обмотки трансформатора $Тр_1$ (рис. 2-2,*а*):

$$\mathbf{U}_{ba} = \mathbf{U}_{m2} - \mathbf{U}_{m1}.$$

Вектор напряжения на входе второго амплитудного детектора образуется как сумма указанных векторов:

$$\mathbf{U}_{bc} = \mathbf{U}_{m2} + \mathbf{U}_{m1}.$$

Напряжение на выходе является разностью двух напряжений, каждое из которых пропорционально амплитуде входного напряжения детекторов, т. е.

$$u_{ф.д} = K_{дет}(U_{bc} - U_{ba}),$$

где $K_{дет}$ — коэффициент передачи амплитудных детекторов ($K_{дет} \approx 0{,}8 \div 0{,}9$).

Таким образом, выходное напряжение фазового детектора пропорционально разности длин векторов $\mathbf{U}_{bc}$ и $\mathbf{U}_{ba}$ (отрезок NC на рис. 2-2,*а*). Ясно, что, если угол φ меняется, то и величина NC меняется. Когда φ становится равным 90° (рис. 2-2,*б*), $AB = BC$ и отрезок $NC = 0$.

Следовательно, при $\varphi = \pi/2$ $u_{ф.д} = 0$. Если φ уменьшать от $\pi/2$ до 0, то отрезок NC будет увеличиваться, достигая при $\varphi = 0$ своего максимального значения $NC = 2U_{m1}$ (рис. 2-2,*в*).

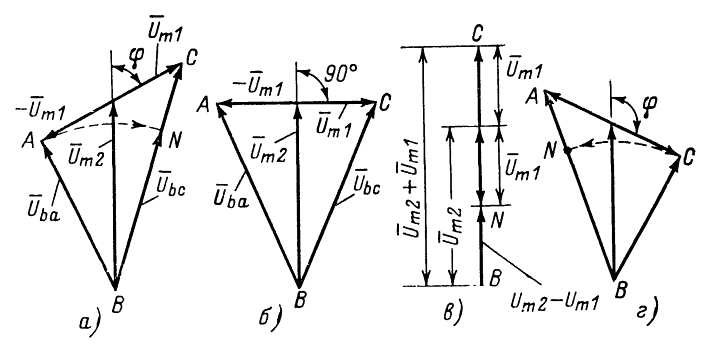


Рис. 2-2.

Ясно, что, если φ сделать несколько большим $\pi/2$ (рис. 2-2,*г*), то отрезок BC станет меньше, чем AB, и выходное напряжение изменит свой знак на обратный, поскольку теперь напряжение на выходе второго детектора будет превышать напряжение на выходе первого (разность длин векторов составляет отрезок AN). Напряжение на выходе, как ясно из рис. 2-2, будет повторяться при изменении раз-

ности фаз на $\pm 2k\pi$ (k — натуральное число). Можно показать, что когда соотношение амплитуд входных колебаний таково, что $U_{m1} \ll U_{m2}$, выходное напряжение *ФД* будет описываться выражением

$$u_{ф.д} \approx 2K_{дет} U_{m1} \cos \varphi, \qquad (2\text{-}2)$$

т. е. является косинусоидальной функцией разности фаз (рис. 2-3). Заметим, что когда выдерживается противоположное неравенство, т. е. $U_{m2} \ll U_{m1}$, то выходное напряжение будет:

$$u_{ф.д} = 2K_{дет} U_{m2} \cos \varphi.$$

Таким образом, в формуле для $u_{ф.д}$ фигурирует амплитуда меньшего из двух поступающих на ФД напряжений.

Указанные неравенства могут не выдерживаться. Тогда выходное напряжение, оставаясь периодической функцией разности фаз φ, не будет описываться косинусоидальной функцией.

Так, на рис. 2-3 пунктирной кривой показан характер зависимости $u_{ф.д}$ от φ для случая, когда амплитуда обоих колебаний будет одинаковой.

В дальнейшем (там, где это не оговорено), будем полагать справедливым выражение (2-2). Отметим, что выходное напряжение ФД в этом случае не зависит от амплитуды большего из двух поступающих на вход ФД напряжений (в данном случае — опорного).

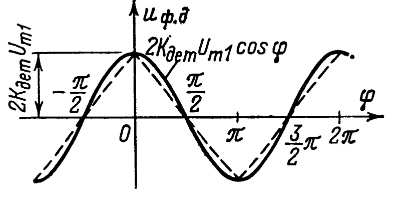


Рис. 2-3.

Для того чтобы уяснить различие в действии ФД для случаев, когда $U_{m1} \ll U_{m2}$ и $U_{m2} \ll U_{m1}$, удобно рассмотреть временные диаграммы работы схемы.

Диаграммы рис. 2-4,*а*, *б* соответствуют случаю $U_{m1} \ll U_{m2}$ при $\varphi = 0$. Если бы конденсаторы C_1, C_2 отсутствовали, то при подаче опорного сигнала большой амплитуды $u_{оп}$ на трансформатор $Тр_2$ диоды коммутировались бы, как показано на диаграмме (рис. 2-4,*в*), одновременно отпираясь (*О*) или запираясь (*З*). При подаче напряжения рассогласования $u_р$, напряжение на входе детектора $Д_1$ находится как сумма напряжений $u_1 + u_2$, а $Д_2$ — как их разность (здесь u_1 — напряжение на одной половине вторичной обмотки трансформатора $Тр_1$, а u_2 — на вторичной обмотке $Тр_2$). Графики напряжений u_2, $u_1 + u_2$ и $u_1 — u_2$ показаны на рис. 2-4,*г*.

В результате детектирования указанных напряжений на нагрузочных резисторах ФД имеют место напряжения $u_{д1}$ и $u_{д2}$, диаграммы которых показаны также на рис. 2-4,*г*. Результирующее выходное напряжение $u_{ф.д}$ соответствует заштрихованным участкам. Пунктирная кривая — огибающая напряжений на нагрузках детекторов, если $u_1 = 0$. Выходное напряжение (рис. 2-4,*д*) содержит постоянную (показана пунктиром) и переменную составляющие. Наибольшее значение выходного напряжения достигается в точках максимумов входных сигналов и равно $2U_{m1}$.

Диаграммы рис. 2-5,*а*, *е* соответствуют случаю $U_{m2} \ll U_{m1}$. Здесь диоды коммутируются напряжением $u_р$, поступающим на трансформатор $Тр_1$, а напряжение $u_{оп}$, поступающее на трансформатор $Тр_2$, играет роль сигнала рассогласования.

Диаграммы рис. 2-5,*в*, *г* отображают состояния диодов $Д_1$ и $Д_2$ соответственно в случае отсутствия конденсаторов C_1 и C_2 при $\varphi=0$. Диоды коммутируются со сдвигом фаз 180°: когда диод $Д_1$ открыт (*О*), диод $Д_2$ — заперт (*З*). Диаграммы рис. 2-5,*д* соответст-

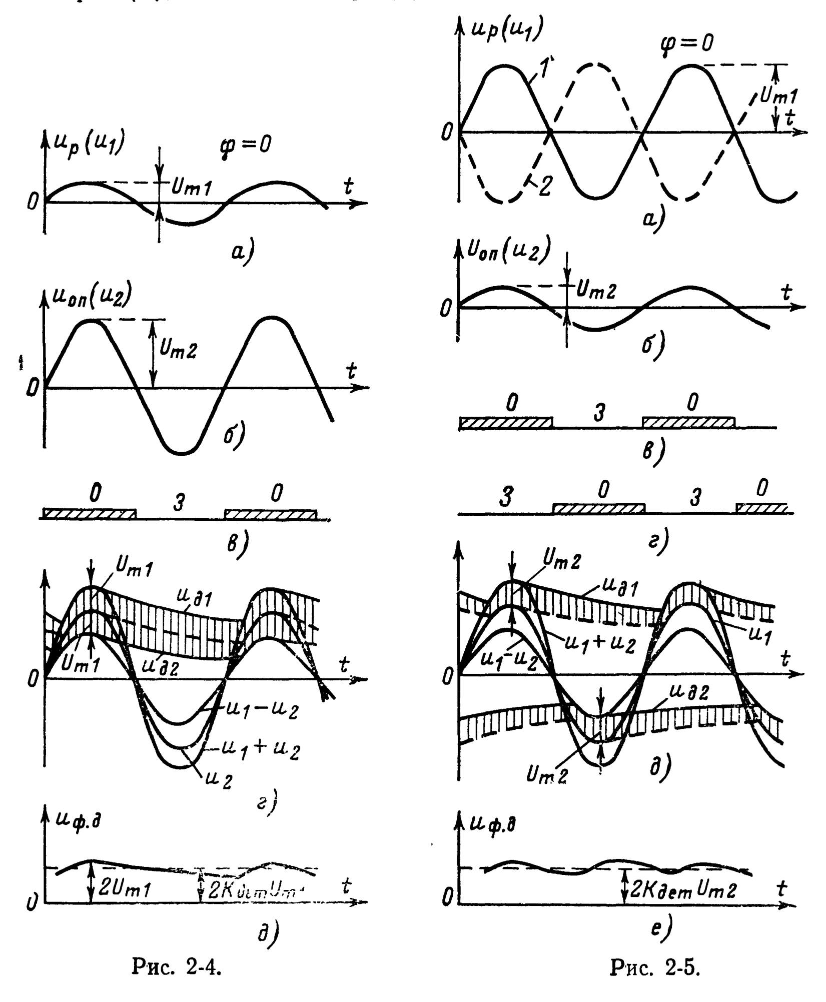


Рис. 2-4. Рис. 2-5.

вуют диаграммам рис. 2-4,*г*. Отличие состоит в том, что максимальное приращение напряжения на нагрузках детекторов при подаче сигнала рассогласования составляет не U_{m1}, а U_{m2}. Вследствие этого выходное напряжение будет пропорционально амплитуде U_{m2} напряжения на вторичной обмотке трансформатора $Тр_2$ (оно равно $2K_{дет}U_{m2}$) — диаграмма рис. 2-5,*е*.

Другое различие состоит в сдвиге на 180° фаз переменных составляющих напряжений на нагрузках амплитудных детекторов. Последнее обстоятельство, конечно, несущественно и никак не сказывается на величине выходного напряжения.

Вернемся к случаю $U_{m1} \ll U_{m2}$. Пусть частоты напряжений $u_р$ и $u_{оп}$ отличаются на постоянную (небольшую по сравнению с ω) величину $\Delta\omega$, т. е.

$$u_р = u_1 = U_{m1} \sin(\omega + \Delta\omega)t; \quad u_{оп} = u_2 = U_{m2} \sin \omega t.$$

Тогда разность фаз двух колебаний

$$\varphi = (\omega + \Delta\omega)t - \omega t = \Delta\omega t \tag{2-3}$$

изменяется пропорционально времени. Следовательно, выходное напряжение ФД

$$u_{ф.д} = 2K_{дет} U_{m1} \cos \Delta\omega t$$

будет представлять собой косинусоидальный сигнал с постоянной (разностной) частотой $\Delta\omega$.

Пусть в более общем случае входной сигнал представляет собой сумму нескольких синусоидальных колебаний с частотами $\omega_1, \omega_2, \ldots$ $\ldots \omega_n$ незначительно отличающихся от частоты опорного сигнала $\omega = \omega_0$ и амплитудами $U'_{m1}, U''_{m1}, \ldots U^{(n)}_{m1}$ (такими, что суммарное колебание «в пике» все же много меньше U_{m2}). При этом на выходе ФД будут иметь место косинусоидальные напряжения с разностными частотами $|\omega_1 - \omega_0|$, $|\omega_2 - \omega_0|$ и т. д. и амплитудами, пропорциональными U'_{m1}, U''_{m1} и т. д. Это свойство ФД выражают кратко так: с помощью ФД осуществляется перенос спектра входных колебаний на «нулевые» частоты. Оно поясняется рис. 2-6, показывающим, как преобразуется спектр входного сигнала ФД (рис. 2-6,*а*) в спектр выходного сигнала (рис. 2-6,*б*).

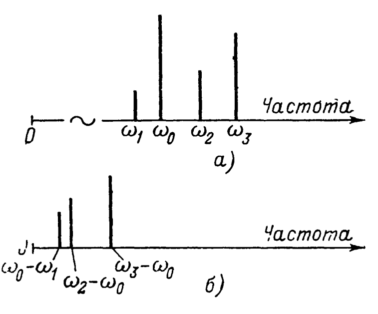


Рис. 2-6.

Трансформаторы в схеме ФД не являются обязательными элементами. Их использование удобно потому, что они позволяют «развязать» источники сигналов (рассогласования и опорного) по постоянным составляющим токов и напряжений, а также легко образовывать сумму $u_1 + u_2$ и разность $u_1 - u_2$ напряжений на входе амплитудных детекторов.

Балансная схема ФД проста и эффективно работает в широком диапазоне частот: от самых низких до высоких (порядка десятков мегагерц).

При практическом осуществлении схемы трудность состоит лишь в симметрировании обмоток трансформатора $Тр_1$. Отметим, что при наладке ФД очень удобно использовать два генератора, отличающихся по частоте на небольшую (по сравнению с ω) величину $\Delta\omega$, и осциллограф для наблюдения колебаний разностной частоты (например, типа С1-19, С1-65). Свидетельством правильной работы ФД может служить наблюдаемая на экране осциллографа неиска-

женная «синусоида» разностной частоты с амплитудой U_{m1} (при $U_{m1} \ll U_{m2}$).

Полезные функции ФД не обязательно связаны с получением косинусоидальной зависимости выходного напряжения от разности фаз φ. Напротив, в некоторых устройствах требуется линейная (в пределах $0-\pi$ или $\pi-2\pi$) зависимость $u_{ф.д}$ от φ и такая, что при $\varphi=0$ $u_{ф.д}=0$.

Если опорное напряжение или сигнал рассогласования сдвинуть по фазе на угол $\pi/2$, то для ФД, где справедлива зависимость (2-2), получим:

$$u_{ф.д} = 2K_{дет} U_{m1} \cos(\varphi - \pi/2) = 2K_{дет} U_{m1} \sin\varphi.$$

Тогда при малых углах φ можно записать:

$$u_{ф.д} \approx K_{д}\varphi, \qquad (2\text{-}4)$$

где $K_{д} = 2K_{дет} U_{m1}$.

Зависимость (2-4) выполняется только при малых отклонениях от точек пересечения синусоидой оси абсцисс. Бо́льшую протяженность участков, где зависимость $u_{ф.д}$ от φ близка к линейной, можно получить в рассматриваемом ФД, если выбрать амплитуды напряжений U_{m1} и U_{m2} равными друг другу (см. пунктирную кривую на рис. 2-3).

Опорный сигнал и сигнал рассогласования в ФД не обязательно являются гармоническими. Часто сигнал рассогласования представляет собой один или пару разнополярных импульсов.

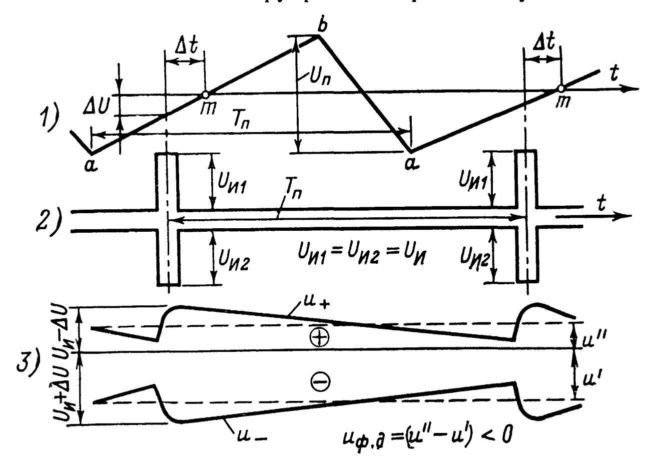


Рис. 2-7.

В этом случае ФД называют импульсно-фазовым (ИФД). Так, в схеме строчной развертки унифицированного телевизора в качестве сигнала рассогласования используются строчные синхроимпульсы. Опорным сигналом служат пилообразные колебания, формируемые из напряжения генератора строчной развертки. Благодаря использованию пилообразных колебаний зависимость выходного напряжения от временного сдвига Δt между моментами возникновения импульсов

й точками m, соответствующими середине линейных участков a, b этих колебаний (рис. 2-7), или от фазового сдвига $\Delta\varphi=\frac{2\pi}{T_п}\Delta t$ ($T_п$ — период пилообразных колебаний) носит в пределах этих участков линейный характер. Для принятого на рис. 2-7 временного сдвига $u_{ф.д}=u''-u'<0$. Диаграммы 1 и 2 изображены без учета масштаба по оси ординат, а знаки ⊕ и ⊖ на диаграмме 3 обозначают полярность напряжения на конденсаторах.

Одна из разновидностей схемы такого ФД изображена на рис. 2-8. Для нее характерны следующие соотношения параметров: $C_1=C_2$; $R_1=R_2(C_1R_1=C_2R_2)<T_п$ ($T_п$ — период повторения импульсов). Постоянная времени заряда конденсаторов C_1, C_2 меньше длительности синхроимпульсов; постоянная времени сглаживающего фильтра $RC\gg T_п$ и амплитуда импульсов $U_и$ значительно превышает размах пилы $U_п$.

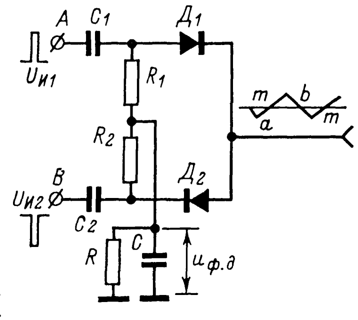


Рис. 2-8.

В ламповых схемах указанное неравенство может быть не очень сильным вследствие большого внутреннего сопротивления генераторов импульсов и пилы. Это, однако, не скажется существенно на работе схемы, а приведет лишь к некоторому уменьшению коэффициента передачи.

В силу особенностей работы всей схемы, в состав которой входит этот ФД (они будут рассмотрены далее), рабочими являются лишь восходящие участки ab пилообразного колебания (рис. 2-7). Именно на этих участках появляются импульсы $U_{и1}$, $U_{и2}$. При положительных полуволнах напряжения (mb) открывается диод $Д_2$, при отрицательных (ma) — диод $Д_1$. Если импульсы синхронизации не подаются, среднее напряжение на конденсаторе C равно нулю. В случае поступления импульсов (положительного в точку A и отрицательного — в точку B) среднее напряжение на конденсаторе C, снимаемое на последующие элементы схемы ($u_{ф.д}$), будет зависеть от фазы возникновения этих импульсов по отношению к «нулевой фазе» пилы (точке m).

Предположим, импульсы появляются раньше, чем достигается эта точка (рис. 2-7); тогда конденсатор C_1 заряжается через диод $Д_1$ и внутренние сопротивления генераторов под действием суммарного напряжения $U_и'=U_и+\Delta U$. Постоянная времени заряда диода такова, что за время действия импульса конденсатор C_1 успевает зарядиться до напряжения, равного сумме $U_и+\Delta U$. Здесь напряжение ΔU пропорционально временному (фазовому) сдвигу Δt относительно нулевой точки m. Эта постоянная времени равна $C_1(R_д+R_{вн})$ где $R_д$ — прямое сопротивление диода, $R_{вн}$ — суммарное внутреннее сопротивление генераторов импульсов и пилообразных колебаний. Конденсатор C_2 заряжается под действием напряжения $U_и-\Delta U$, поскольку на диод $Д_2$ во время действия этого импульса подается запирающее напряжение $-\Delta U$. Таким образом, разница в напряжениях на конденсаторе составит $2\Delta U$ (заметим, что при $U_{и1}=U_{и2}=U_и\gg U_п$ эта разница не зависит от $U_{и1}$ и $U_{и2}$). В интерва-

лах между импульсами диоды заперты (вспомним, что $U_и \gg U_п$) и конденсаторы C_1 и C_2 разряжаются соответственно через резисторы R_1 и R_2, отдавая свой заряд конденсатору C. Постоянная времени их разряда должна быть меньше периода синхроимпульсов, так чтобы к моменту поступления следующей группы импульсов (через период $T_п$) схема находилась в исходном состоянии. Величина этой постоянной времени приблизительно равна

$$\tau_р = \frac{C_{1,2}C}{C + C_{1,2}} R_{1,2} \approx R_{1,2}C_{1,2}$$

(так как C_1, $C_2 \ll C$). В этом процессе напряжение на конденсаторе будет иметь положительную полярность за счет разряда конденсатора C_2 (кривая u_+ рис. 2-7, диаграмма *3*) и отрицательную полярность за счет разряда конденсатора C_1 (кривая u_-). Ясно, что при рассматриваемых условиях на конденсаторе C установится отрицательное (по отношению к корпусу) напряжение: $u_{ф.д} = u'' - u'$, где u'' и u' — постоянные составляющие напряжений u_+ и u_- (рис. 2-7).

Напротив, если синхроимпульсы запаздывают по отношению к точке m, то конденсатор C_2 будет каждый раз заряжаться до большего напряжения и среднее напряжение на конденсаторе C будет положительным. Для участка ab «пилы» оно линейно зависит от временного (фазового) рассогласования Δt (или $\Delta\varphi$), как это видно из рис. 2-7: $u_{ф.д} = u' - u'' = K'_д \Delta t$. Здесь коэффициент $K'_д$ зависит от амплитуды пилообразного напряжения (при условии, что $U_и \gg U_п$).

Имеются разновидности аналогичных схем ФД, отличающихся способом подачи пилообразного напряжения и импульсов [Л. 14].

2-2. Частотные дискриминаторы

Частотным дискриминатором или частотным детектором называют устройство, выходное напряжение которого однозначно зависит от частоты колебаний, поданных на вход. Они используются для преобразования частоты в напряжение.

Схемы, применяемые для этой цели в системах АСЧ, не отличаются от схем, предназначенных для демодуляции ЧМ колебаний. Имеются, однако, некоторые особенности в требованиях, предъявляемых к схемам, используемым в системах АСЧ. Это обусловило различие в терминологии: частотные детекторы, предназначенные для работы в системах АСЧ, называют обычно частотными дискриминаторами (ЧД).

Основной характеристикой ЧД является зависимость напряжения $u_{ч.д}$ на выходе от частоты f входных колебаний (рис. 2-9,*а*): $u_{ч.д} = \psi(f)$. На некотором участке a, b этой характеристики $u_{ч.д}$ пропорционально частоте f, и поэтому дискриминаторы можно использовать для демодуляции ЧМ колебаний.

Частота f_0, при которой выходное напряжение равно нулю, называется переходной. Одно из основных требований, предъявляемых к ЧД, состоит в обеспечении высокой стабильности переходной частоты (в частотных детекторах это требование не имеет большого значения).

Часто характеристикой ЧД называют также зависимость выходного напряжения ЧД от расстройки Δf (рис. 2-9,*б*), т. е. разности

между частотой f колебаний, поступающих на ЧД, и переходной частотой f_0: $\Delta f = f - f_0$.

Для линейного участка ab характеристики ЧД выходное напряжение пропорционально Δf, т. е.

$$u_{ч.д} = K_{ч.д}(f - f_0) = K_{ч.д}\Delta f. \qquad (2\text{-}5)$$

Величина

$$K_{ч.д} = \frac{u_{ч.д}}{\Delta f} = \operatorname{tg} \alpha, \qquad (2\text{-}6)$$

равная отношению выходного напряжения к расстройке (для линейного участка ab характеристики), называется коэффициентом передачи ЧД. Эта величина имеет размерность В/Гц и характеризует эффективность преобразования частоты (точнее расстройки Δf) в напряжение.

Здесь и всюду в дальнейшем вместо $K_{ч.д} = \operatorname{tg} \alpha$ следовало бы писать $K_{ч.д} = (m/n) \operatorname{tg} \alpha$, где отношение m/n характеризует масштаб, в котором построена характеристика частотного дискриминатора. Коэффициенты m и n имеют размерность напряжения ($В$) и частоты (Гц) соответственно. При изменении масштаба, в котором строится кривая $u_{ч.д} = \psi(f)$, меняется величина этих коэффициентов. Так, если частоту по оси откладывать не в герцах, а в килогерцах, то m будет по-прежнему равно единице (1В), а n станет равным 10^3 (Гц), т. е. следует записать:

$$K_{ч.д} = \frac{m}{n} \operatorname{tg} \alpha = \frac{1}{10^3} \operatorname{tg} \alpha \left(\frac{В}{Гц}\right),$$

где α — угол, найденный по графику зависимости $\psi(f)$. Для простоты здесь и в дальнейшем масштабный коэффициент m/n принят равным единице.

Коэффициент m/n автоматически учитывается, если $K_{ч.д}$ определяется непосредственно из графика как отношение отклонений $\Delta u/\Delta f$ (при достаточно малых отклонениях Δu и Δf).

В общем случае $K_{ч.д}$ зависит от интенсивности высокочастотного сигнала, поступающего на радиоприемник (вход системы АСЧ). Это объясняется устройством схем ЧД, для которых чем больше амплитуда воздействующего на ЧД сигнала, тем (при заданной расстройке) больше выходное напряжение.

Такая зависимость является нежелательной с точки зрения работы систем АСЧ, и поэтому частотному дискриминатору обычно предшествует амплитудный ограничитель. Иногда последний выполняется на усилительном приборе, входящем в состав ЧД. Напряже-

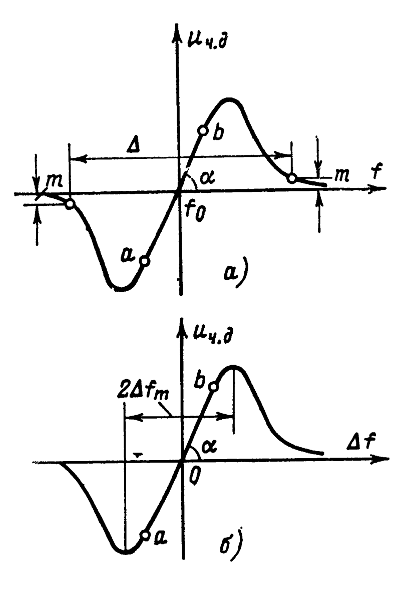


Рис. 2-9.

ние на выходе ЧД при идеальном ограничителе будет зависеть только от расстройки Δf для любого уровня входного сигнала, когда превышается порог ограничения. Это означает, что $K_{ч.д}$ — постоянная величина.

Иногда вместо ограничителя в системах АСЧ используется «жесткая» система автоматической регулировки усиления (АРУ), обеспечивающая практически постоянный уровень амплитуды сигнала на входе ЧД.

Преобразование частоты в напряжение для линейного участка *ab* характеристики можно отобразить, как показано на рис. 2-10.

В соответствии с выражением (2-5) для получения $u_{ч.д}$ нужно вначале образовать разность $\Delta f = f - f_0$ и затем умножить эту разность на $K_{ч.д}$. Для обозначения операции вычитания в автоматике пользуются специальным значком («глазок» с зачерненным сектором). Соотношение $u_{ч.д} = K_{ч.д} \Delta f$ можно рассматривать как операцию преобразования Δf в $u_{ч.д}$. В данном случае это — умножение на коэффициент $K_{ч.д}$. Эта операция обозначается графически в виде прямоугольника (рис. 2-10) подобно тому, как обозначается каскад усиления.

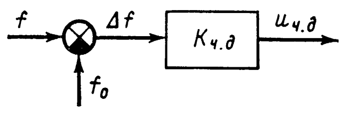


Рис. 2-10.

Представление преобразований в графической форме (в виде, подобном рис. 2-10) очень наглядно. Кроме того, такое представление позволяет сосредоточить внимание на тех функциях ЧД, которые важны с точки зрения его работы в цепи регулирования, и отвлечься от других свойств, не имеющих прямого отношения к рассматриваемой задаче. Такое представление элементов автоматических систем как устройств преобразования (здесь преобразующих частоты f и f_0 сначала в Δf, а затем в $u_{ч.д}$), весьма характерно для автоматики. Элемент системы, представленный в виде устройства, где определено его преобразующее действие, носит название динамического звена (в дальнейшем это понятие уточняется).

В данном случае (если не учитывать операции сравнения f и f_0) динамическое звено преобразует расстройку Δf в пропорциональное ей напряжение $u_{ч.д}$. Такое звено называется пропорциональным, а величина $K_{ч.д}$, характеризующая эффективность этого преобразования, называется коэффициентом передачи звена.

Подчеркнем еще раз условность такого представления: в действительности на ЧД поступает не частота (или расстройка), как на схеме рис. 2-10, а высокочастотное напряжение. Схема рис. 2-10 только формально отображает конечный результат сложных процессов в ЧД в виде операций над расстройкой Δf, в итоге которых образуется напряжение $u_{ч.д}$.

К этому вопросу еще придется вернуться в дальнейшем. Сейчас подчеркнем, что указанное представление справедливо только для линейного участка характеристики *ab* (см. рис. 2-9) и только при действии сигнала одной (хотя и меняющейся) частоты f. Заметим, что характерным свойством такой схемы является однонаправленность прохождения сигналов: Δf преобразуется в $u_{ч.д}$ (но не наоборот, напряжение $u_{ч.д}$ нельзя преобразовать в высокочастотный сигнал, отличающийся по частоте от f_0 на величину Δf).

Свойством однонаправленности в автоматике наделяются все динамические звенья; это позволяет рассматривать прохождение сигналов только в одном направлении.

Для работы ЧД в системе АСЧ существенное значение может иметь вид характеристики за пределами линейного участка (для частотного детектора, используемого как демодулятор ЧМ колебаний, вид характеристики за пределами этого участка особого интереса обычно не представляет). Для оценки «протяженности» характеристики ЧД по оси частот используется величина раствора характеристики Δ (рис. 2-9), т. е. та полоса частот, за пределами которой $u_{ч.д}$ остается меньше некоторой заранее обусловленной величины m (обычно 10% экстремальных значений). Вне раствора характеристики напряжение $u_{ч.д}$ можно практически считать равным нулю. Иногда для характеристики протяженности используют величину $2\Delta f_m$ — расстояние между экстремумами (см. рис. 2-9).

Перейдем к рассмотрению конкретных схем ЧД, предполагая, что читатель в общих чертах знаком с электрическими схемами частотных детекторов.

Частотный детектор с расстроенными контурами

На рис. 2-11 представлена схема одного из возможных вариантов ЧД с транзисторным усилительным элементом. Коллекторная цепь транзистора T через трансформатор $Тр$ связана с двумя резонансными контурами I и II. Контуры нагружены на амплитуд-

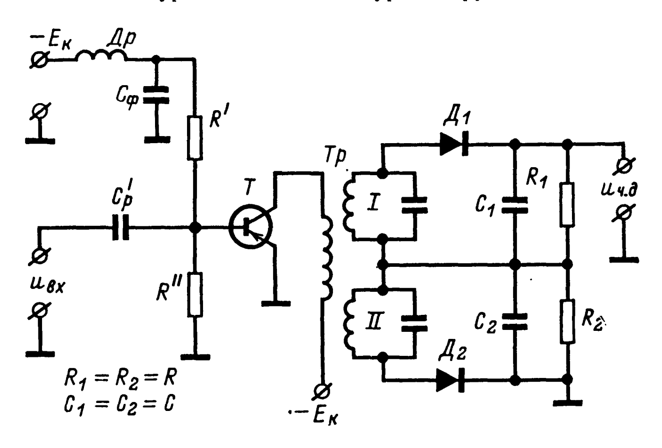


Рис. 2-11.

ные детекторы $Д_1$, R_1, C_1 и $Д_2$, R_2, C_2, включенные навстречу друг другу. С помощью резисторов R', R'' выбирается режим транзистора; $C_ф$ и $Др$ — элементы фильтра цепи питания.

Контуры I и II взаимно расстроены на некоторую величину $2\Delta f_р$, как это показано на рис. 2-12,*а*. Амплитуда напряжения, подаваемого с каждого контура на соответствующий амплитудный детектор, зависит от частоты f. Если $f=f_0$, амплитуды будут одинаковыми. Следовательно, напряжения на нагрузочных резисторах R_1 и R_2 детекторов будут одинаковыми, а выходное напряжение — равным нулю. Таким образом, частота f_0, соответствующая точке

взаимного пересечения амплитудно-частотных характеристик контуров, является переходной. При отклонении от f_0 в сторону увеличения, напряжение на контуре I возрастает, а на контуре II — убывает. Следовательно, выходное напряжение будет положительным, а при отклонении влево — отрицательным. Для малых расстроек $\Delta f = f - f_0$ выходное напряжение пропорционально Δf; при больших расстройках напряжение на контурах падает, следовательно, уменьшается и выходное напряжение (рис. 2-12,*б*). Выходное напряжение ЧД можно записать в виде

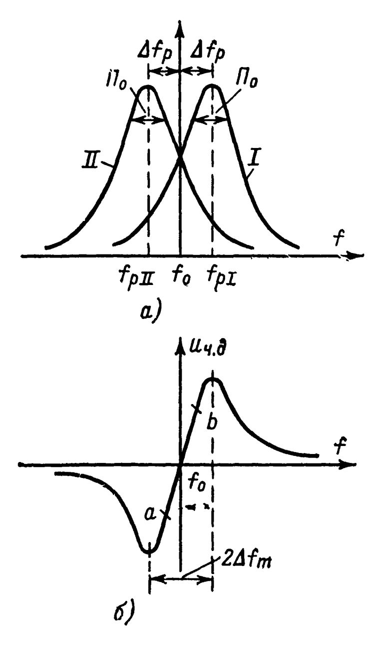


Рис. 2-12.

$$u_{ч.д} = K_д (U_{m1} - U_{m2}),$$

где $K_д$ — коэффициент передачи амплитудного детектора, а U_{m1} и U_{m2} — амплитуды напряжений на контурах.

Ясно, что величины U_{m1} и U_{m2} пропорциональны амплитуде напряжения $u_{вх}$, поступающего на базу транзистора и зависят от усилительных свойств транзистора и эквивалентного сопротивления нагруженных контуров.

Не останавливаясь на расчете элементов ЧД (этот вопрос рассмотрен, например, в [Л. 1, 5]), укажем на некоторые особенности работы схем. При использовании ЧД в системах АСЧ необходимо, чтобы интервал $2\Delta f_m$ между экстремумами был не меньше некоторой заданной величины. В рассматриваемой схеме ЧД $2\Delta f_m$ приблизительно равно разносу $2\Delta f_р$ резонансных частот контура. Следовательно, величины f_0, $f_{рI}$ и $f_{рII}$, равно как $2\Delta f_р$ являются фиксированными. При этих условиях стремятся обеспечить наибольшую величину $K_{ч.д}$, что достигается увеличением добротности Q контуров. Однако с увеличением Q происходит неравномерный рост $K_{ч.д}$. Начиная с некоторого значения, существенное увеличение Q не приводит к заметному росту $K_{ч.д}$. Таким значением, превышение которого уже нецелесообразно, является величина $Q_m = (2 \div 2{,}5) \times \times (f_0/2\Delta f_р)$. Это значение добротности должно быть обеспечено с учетом шунтирующего действия транзистора и сопротивлений нагрузки амплитудных детекторов. Если обозначить через $П_0$ полосу пропускания нагруженных контуров на уровне — 3 дБ, то из отношения $Q = f_0/П_0$ легко получить соотношения между полосой пропускания и разносом характеристик: $2\Delta f_р \approx 2\Delta f_m \approx (2 \div 2{,}5) П_0$.

При скачкообразном изменении Δf на выходе ЧД устанавливается новое значение выходного напряжения. Время, в течение которого происходит установление, зависит от постоянной времени нагрузочных цепей детекторов RC: чем больше RC, тем дольше процесс установления.

Схема на рис. 2-10 этого не учитывает. Для того чтобы характеризовать инерционные свойства ЧД, схему нужно дополнить новыми звеньями.

Частотный детектор со связанными контурами (с фазовым детектированием)

В состав ЧД (схема на рис. 2-13) входят два контура *I* и *II*, связанные между собой слабой индуктивной связью, и фазовый детектор. Последний образован двумя встречно-включенными амплитудными детекторами ($Д_1$, R_1, C_1; $Д_2$, R_2, C_2). На первый из них подается сумма опорного напряжения $u_{оп}$ с коллектора транзистора *T* (через конденсатор C_c) и напряжения u' с верхней половины ка-

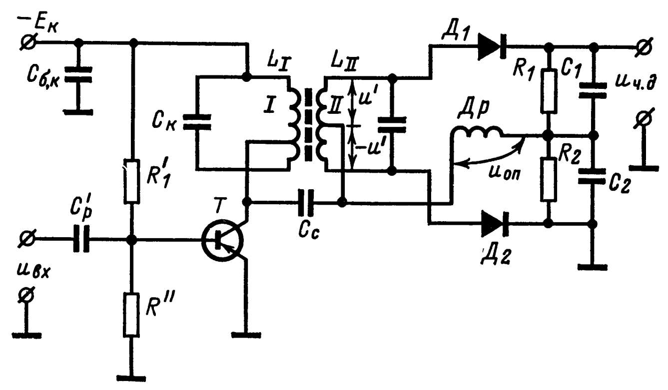


Рис. 2-13.

тушки контура *II*. На второй поступает то же опорное напряжение и напряжение $-u'$ с нижней половины катушки. Ясно, что емкость конденсатора C_c должна быть достаточно большой.

Напряжение на выходе ФД, входящего в состав ЧД, пропорционально косинусу разности фаз напряжений $u_{оп}$ и u' (см. стр. 19). Последняя зависит от того, как различаются частота колебаний f, поступающих на базу транзистора, и частота настройки контуров f_0 (которая в данной схеме является переходной). Поясним возникновение фазового сдвига с помощью векторной диаграммы (рис. 2-14). Предварительно отметим, что опорное напряжение равно напряжению U_{m1} на контуре *I*. Когда $f=f_0$, ток I_{L1} в катушке L_1 первого контура отстает по фазе от напряжения U_{m1} на контуре *II* на угол, близкий к 90° (рис. 2-14,*а*). Этот ток образует поток Φ_m, который наводит в катушке L_2 контура *II* э. д. с. E_2, отстающую от вектора потока Φ_m по фазе на угол 90°. При резонансе, благодаря действию этой э. д. с., в катушке L_2 образуется ток I_{L2}, совпадающий по фазе с э. д. с. E_2, а на катушке L_2 возникает напряжение U_{m2}, опережающее по фазе этот ток также на угол 90° на одной половине обмотки и противофазное ему ($-U_{m2}$) — на другой. Следовательно, в этом случае $\varphi=\pi/2$, выходное напряжение равно нулю. При возникновении расстройки ($f\neq f_0$) ток I_{L2} во втором

контуре не будет совпадать по фазе с $\dot{E}_2$; между ними возникнет угол $\Delta\varphi$ (рис. 2-14,*б*), знак и величина которого определяются знаком и величиной расстройки $\Delta f = f - f_0$. Следовательно, и напряжение U_{m2}, вектор которого перпендикулярен I_{L2}, повернется на тот же угол $\Delta\varphi$, что приведет к появлению на выходе напряжения того или иного знака. Анализ схемы рассматриваемого ЧД был впервые проведен в 1934 г. Н. И. Чистяковым.

Отметим особенности, связанные с использованием схемы в качестве ЧД. При фиксированном интервале между экстремумами ($2\Delta f_m$) коэффициент передачи $K_{ч.д}$ возрастает с увеличением добротности контуров Q. Как в случае ЧД с расстроенными контурами, рост $K_{ч.д}$ с увеличением Q происходит неравномерно. Начиная со значений

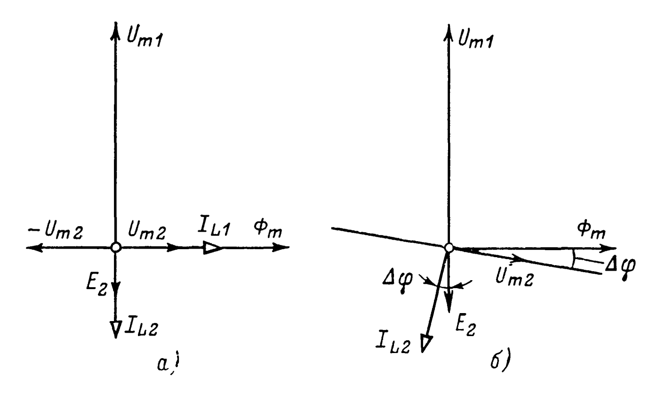


Рис. 2-14.

$$Q_m = (3 \div 4) \frac{f_0}{2\Delta f_m} \approx (3 \div 4)\, \Pi_0,$$

где Π_0 — полоса пропускания контуров на уровне 3дБ, он замедляется.

Добротность контуров нужно обеспечить с учетом затухания, обусловленного шунтирующим влиянием транзистора. Для уменьшения этого влияния выбирают автотрансформаторную схему связи транзистора с контуром.

Стабильность переходной частоты зависит, в основном, от постоянства резонансной частоты контура *II*. При расстройке этого контура происходит сдвиг f_0. Расстройка контура *I* приводит к асимметрии (перекосу) характеристики ЧД.

Как и в случае ЧД с расстроенными контурами, коэффициент передачи $K_{ч.д}$ зависит от амплитуды колебаний, поступающих на базу транзистора. Поскольку величина $K_{ч.д}$ должна быть постоянной, ЧД должен быть объединен с ограничителем амплитуд.

При изменении Δf новое значение выходного напряжения ЧД устанавливается не сразу. Время установления зависит от постоянных времени RC нагрузочных цепей амплитудного детектора и растет с их увеличением.

Рассмотрим часто встречающуюся в телевизионной технике разновидность описанного ЧД (рис. 2-15). Схема отличается устройством фазового детектора. В состав последнего входят диоды $Д_1$, $Д_2$, резисторы R_1, R_2 и сглаживающий конденсатор C. Опорное напряжение с контура I приложено к обоим диодам. Если бы напряжение на втором контуре отсутствовало, то опорное напряжение одновременно коммутировало оба диода (см. рис. 2-4,*в*).

Сопротивление конденсатора C для напряжения коммутации ничтожно мало.

Напряжение контура II приложено к соединенным последовательно диодам и включенному между ними конденсатору C. Величина заряда конденсатора за время открытого состояния диодов зависит от соотношения фаз опорного напряжения и напряжения на контуре II. Предположим, что эти напряжения различаются по фазе на 90° (что соответствует $\Delta f=0$). Тогда к конденсатору C через два открытых диода будет приложено переменное напряжение контура II так, что если в первую четверть периода конденсатор заряжается, во вторую четверть разряжается. В результате среднее значение напряжения на конденсаторе будет оставаться равным нулю.

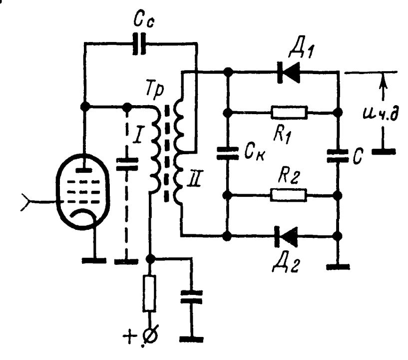


Рис. 2-15.

Если бы фазовый сдвиг стал равным нулю, то за время открытого состояния диодов на конденсаторе C накопился заряд одного знака. Среднее значение напряжения на конденсаторе будет при этом максимальным. При фазовом сдвиге 180° напряжение на конденсаторе C, оставаясь тем же по абсолютной величине, сменило бы полярность. Через резисторы R_1, R_2 и индуктивность контура замыкается постоянная составляющая тока при изменении фазовых сдвигов входных напряжений.

В процессе работы ЧД при появлении расстройки возникает фазовый сдвиг между указанными напряжениями. Он будет отличаться от 90° и его величина и знак зависят от расстройки. Это приводит к заряду конденсатора C, величина и знак которого определяется величиной и знаком $\Delta\varphi$, а, следовательно, и расстройкой Δf. Здесь полезно вспомнить временные диаграммы работы *ФД* (см. рис. 2-4).

Из принципа действия ясно, что постоянная времени заряда конденсатора C через диоды должна быть мала по сравнению с периодом несущей, в то время как постоянная времени его заряда через резисторы R_1, R_2 велика по сравнению с тем же периодом. Кроме того, необходимо, чтобы обратное сопротивление диодов превышало сопротивление резисторов R_1 и R_2; при этом условии коммутация будет достаточно эффективной.

Заметим, что чем больше постоянная времени R_1C (или R_2C), тем медленнее устанавливается выходное напряжение при изменении расстройки Δf.

2-3. Фильтрующие цепи

Напряжение с частотного или фазового детектора подается на устройство управления частотой через фильтрующие цепи, предназначенные для уменьшения влияния помех и придания системе АСЧ необходимых динамических свойств.

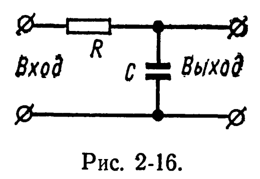


Рис. 2-16.

Простейшей цепью, наиболее часто применяемой на практике, является RC фильтр нижних частот (рис. 2-16). Его свойства хорошо известны. Напомним, их с целью ознакомления со способом рассмотрения таких цепей, принятым в автоматике и используемым в дальнейшем.

Комплексное сопротивление фильтра *

$$Z(j\omega) = R + X_C = R + \frac{1}{j\omega C}.$$

Этим сопротивлением определяется отношение комплексных амплитуд напряжения и тока в цепи при действии на вход синусоидального колебания частоты ω. Комплексная амплитуда напряжения на выходе

$$\dot{U}_{вых} = \dot{I} X_C = \frac{\dot{U}_{вх}}{Z(j\omega)} X_C = \frac{\dot{U}_{вх}}{R + \frac{1}{j\omega C}} \frac{1}{j\omega C} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \dot{U}_{вх}.$$

Отношение комплексных амплитуд выхода $\dot{U}_{вых}$ и входа $\dot{U}_{вх}$ называется передаточной функцией в комплексной форме или комплексным коэффициентом передачи:

$$K(j\omega) = \frac{\dot{U}_{вых}}{\dot{U}_{вх}} = \frac{1}{j\omega T + 1}. \qquad (2-7)$$

Здесь $T = RC$ — постоянная времени фильтра.

Передаточная функция в комплексной форме полностью характеризует свойства фильтра. Из выражения (2-7) легко получить частотные характеристики фильтра.

Амплитудно-частотная характеристика находится как модуль этой передаточной функции (комплексного коэффициента передачи)

$$|K(j\omega)| = K(\omega) = \frac{1}{\sqrt{(\omega T)^2 + 1}} = \frac{1}{\sqrt{\omega^2 T^2 + 1}}. \qquad (2-8)$$

Ее вид для различных величин T показан на рис. 2-17,*а*.

Для получения фазо-частотной характеристики фильтра преобразуем выражение для $K(j\omega)$. Приведем комплексное число $K(j\omega)$

---

* Используемые здесь обозначения емкостного и индуктивного сопротивлений $X_C = 1/j\omega C$ и $X_L = j\omega L$ отличаются от принятых в ряде книг и учебников: $X_C = -1/\omega C$ и $X_L = \omega L$. Это сделано из соображения удобства изложения и, конечно, не будет затруднять понимание материала.

к виду $K(j\omega)=u(\omega)+jv(\omega)$. Тогда фазо-частотная характеристика $\varphi(\omega)$ определится как

$$\varphi(\omega)=\operatorname{arctg} v(\omega)/u(\omega).$$

В нашем случае

$$K(j\omega)=\frac{1}{j\omega T+1}=\frac{-j\omega T+1}{(j\omega T+1)(-j\omega T+1)}=$$
$$=\frac{1}{\omega^2T^2+1}-j\frac{\omega T}{\omega^2T^2+1},$$

так что

$$u(\omega)=\frac{1}{\omega^2T^2+1};\quad v(\omega)=-\frac{\omega T}{\omega^2T^2+1}$$

и

$$\varphi(\omega)=-\operatorname{arctg}(\omega T).$$

Вид этой характеристики для различных значений T приведен на рис. 2-17,*б*. С ростом частоты фазовый сдвиг выходного напряжения изменяется от 0 (при $\omega=0$), стремясь к $-\pi/2$ при $\omega\to\infty$. При $\omega T=1$, т. е. на частоте $\omega=1/T$, фазовый сдвиг составляет $-\pi/4(-45°)$, поскольку $\operatorname{arctg}(-1)=-\pi/4$.

На той же частоте

$$K(\omega)=K\left(\frac{1}{T}\right)=\frac{1}{\sqrt{2}}\approx 0{,}7.$$

Таким образом, при $\omega=1/T$ ордината амплитудно-частотной характеристики падает до 0,7 максимального значения, равного единице. Полосу частот, в пределах которой ордината не падает ниже этого значения, называют полосой пропускания B. Между полосой B и постоянной времени имеется простое соотношение

$$B=\frac{1}{2\pi}\frac{1}{T}. \qquad (2\text{-}9)$$

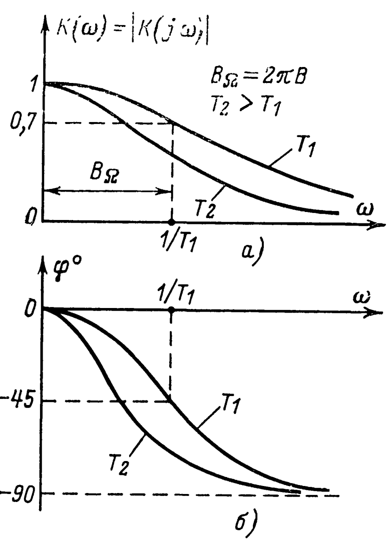


Рис. 2-17.

Выражая полосу в круговых частотах, получаем:

$$B_\Omega=\frac{1}{T}=\frac{1}{RC}=2\pi B. \qquad (2\text{-}10)$$

Таким образом, для RC фильтра полоса B_Ω обратна постоянной времени.

Перейдем к рассмотрению временных характеристик фильтра.

При подаче на вход ступенчатого напряжения величиной $U_{вх\,0}$ напряжение на выходе возрастает экспоненциально с постоянной времени T, стремящейся к установившемуся значению $U_{вх\,0}$ (рис. 2-18). Уравнение этого процесса

$$u_{вых}(t) = U_{вх0}\left(1 - e^{-\frac{t}{T}}\right),$$

Длительность процесса установления характеризуется временем установления $t_{уст}$. Величина $t_{уст}$ определяется промежутком времени от момента подачи входного напряжения до момента достижения выходным напряжением определенного уровня, мало отличающегося от установившегося (здесь $U_{вх0}$). Если этот уровень выбрать равным $0{,}9\,U_{вх0}$, то легко найти, что $t_{уст}=2{,}3T$. При уровне отсчета $0{,}95U_{вх}$ $t_{уст}=3T$.

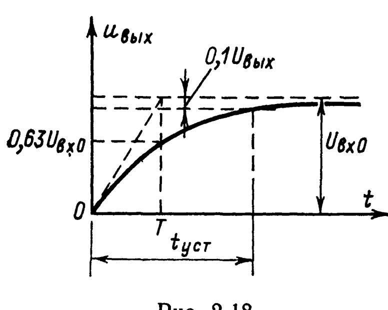


Рис. 2-18.

Спустя время $t_{уст}$, можно считать процесс установившимся. Таким образом, время установления определения только постоянной времени T фильтра.

Заметим, что через время, равное T, выходное напряжение нарастет до 0,63 установившегося.

Найдем связь между временем установления и полосой системы. Используя соотношения (2-10), получаем:

$$t_{уст} = 2{,}3\frac{1}{B_{\Omega}} = \frac{2{,}3}{2\pi B} \approx \frac{1}{\pi B}.$$

Таким образом, время установления обратно пропорционально полосе. Это свойство характерно для широкого класса цепей. Время установления связано с полосой соотношением $t_{уст}=k/B$, где k — коэффициент, не сильно отличающийся от единицы.

Заметим, что зависимость напряжения на выходе от времени при подаче единичного напряжения $U_{вх0}=1$ называется переходной характеристикой. Для рассматриваемого фильтра она описывается выражением

$$h(t) = 1 - e^{-\frac{t}{T}}. \qquad (2\text{-}11)$$

Эта характеристика изображена на рис. 2-19.

Перейдем к более общему описанию свойств RC-цепи. Как характеризовать цепи в том случае, если входной сигнал будет иметь произвольную форму, в том числе отличную от синусоидальной? Для описания свойств электрической цепи в этом случае вводятся сопротивления в операторной форме записи: для активного сопротивления R, для емкости $X_C=1/CD$, для индуктивности $X_L=LD$. Здесь D следует рассматривать как некоторый оператор. В случае синусоидального входного сигнала оператор превращается в мнимое

число $j\omega$. Обращаться с оператором D следует (за исключением редко встречающихся в практике особых случаев) как с обычным числом.

Оператор D является другим обозначением операции дифференцирования (взятия производной), т. е. $(d/dt)=D$ и запись Dx тождественна записи dx/dt. Оператор, обратный D, обозначает интегрирование, т. е.

$$\int x(t)\,dt=\frac{1}{D}x(t).$$

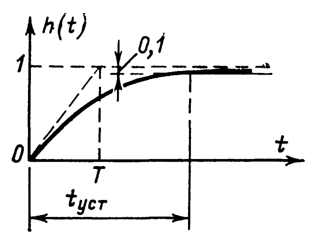


Рис. 2-19.

Действительно, дифференцируя равенство

$$y=\int xdt,$$

получаем $(dy/dt)=x$, откуда следует, что $Dy=x$ и $y=\frac{1}{D}x$.

Легко пояснить смысл введенных операторных сопротивлений $X_L=LD$ и $X_C=1/CD$. Напряжение на индуктивности и ток через нее связаны соотношением

$$u_L=L\frac{di_L}{dt}=LDi_L=X_Li. \qquad (2\text{-}12)$$

Отсюда следует, что $(u_L/i_L)=LD=X_L$. Таким образом, X_L можно трактовать как операторное сопротивление индуктивности, т. е. отношение тока через индуктивность к напряжению на ней, выраженное в операторной форме.

Аналогично ток через емкость и напряжение на ней связаны соотношением

$$u_C=\frac{1}{C}\int i_Cdt$$

или

$$u_C=\frac{1}{CD}i_C=X_Ci_C \qquad (2\text{-}13)$$

и

$$(u_C/i_C)=X_C.$$

Следовательно, X_C есть операторное емкостное сопротивление.

Предположим, что напряжение является синусоидальным с комплексной амплитудой $\dot{U}_L$ ($\dot{U}_C$). Комплексные сопротивления индуктивности и емкости равны соответственно: $X_L=j\omega L$; $X_C=1/j\omega C$. Следовательно,

$$\dot{U}_L=X_L\dot{I}_L=j\omega L\dot{I}_L;$$

$$\dot{U}_C=(\dot{I}_C/X_C)=\frac{1}{j\omega C}\dot{I}_C.$$

Сравнивая эти равенства с соотношениями (2-12) и (2-13), видим, что для получения из записи (2-12) и (2-13) соотношения для комплексных амплитуд достаточно заменить в них D на $j\omega$.

Заметим, что операция D не перестановочна, т. е.

$$y = xDz \neq Dxz.$$

Это нужно учитывать при окончательной записи выражений, содержащих D.

Найдем, пользуясь операторными представлениями, зависимость между выходным и входным напряжениями RC-фильтр. Общее сопротивление последовательно соединенных резистора и конденсатора равно $R+1/CD$. Следовательно, ток в цепи

$$i = \frac{u_{вх}(t)}{R + \frac{1}{CD}};$$

напряжение на выходе

$$u_{вых} = \frac{1}{CD} i = \frac{1}{RCD+1} u_{вх} = \frac{1}{TD+1} u_{вх}.$$

Введем обозначение

$$W(D) = \frac{1}{TD+1} \tag{2-14}$$

и назовем $W(D)$ передаточной функцией RC-фильтра. Тогда для выходного напряжения можно записать:

$$u_{вых}(t) = W(D) u_{вх}(t) \tag{2-15}$$

Последнее соотношение носит общий характер. Рассматривая в свою очередь $W(D)$ как оператор, являющийся функцией D, равенство (2-15) можно прочесть так: для получения выходного напряжения входное напряжение нужно подвергнуть операции $W(D)$, которая при RC-фильтре описывается выражением (2-14).

Формула (2-15) позволяет отобразить действие фильтра в виде преобразования входного сигнала в выходной, как показано на рис. 2-20. Такое описание соответствует представлению фильтра в виде динамического звена, свойства которого полностью определяются передаточной функцией.

Функция $W(D)$ в общем случае есть оператор, показывающий, какие преобразования должны быть осуществлены со входной величиной для получения выходной величины. Говорят, что выходная величина получается в результате прохождения входного воздействия через динамическое звено с передаточной функцией $W(D)$. Таким образом, передаточная функция характеризует преобразование входного воздействия, осуществляемое динамическим звеном.

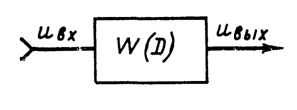


Рис. 2-20.

Были рассмотрены свойства изолированного фильтра. Для того чтобы та же передаточная функция описывала фильтр в случае, когда к нему подключаются другие цепи, необходимо потребовать, чтобы такое подключение не приводило к изменению происходящих в нем процессов. Например, можно принять, что фильтр снабжается усилителем или эмиттерным (катодным) повторителем с достаточно малым выходным сопротивлением $R_{вых}$, либо потребовать чтобы входное сопротивление $R_{вх}$ последующих цепей было доста-

точно велико: при $R_{вх} \gg R_{вых}$ токи и напряжения в фильтре не будут меняться при подключении последующих цепей.

Эти условия мы считаем в дальнейшем выполненными и не будем оговаривать их специально.

При замене в (2-14) оператора D на $j\omega$ приходим к передаточной функции в комплексной форме (комплексному коэффициенту передачи)

$$W(D)|_{D\to j\omega} = \frac{1}{j\omega T + 1} = K(j\omega).$$

Если фильтр снабжен дополнительным усилителем, то в формулу (2-14) необходимо ввести коэффициент усиления (передачи) K. Тогда передаточная функция RC-фильтра с усилителем будет иметь вид:

$$W(D) = \frac{K}{TD + 1}. \qquad (2\text{-}16)$$

Звено, описываемое передаточной функцией (2-16), носит название инерционного. RC-фильтр — один из примеров инерционного звена. Свое название оно получило в связи с характерной «инерцией» реакции на внешние воздействия. Переходная характеристика инерционного звена — экспонента, отличающаяся от экспоненты (2-11) масштабом по оси ординат — коэффициентом передачи K. Последний в общем случае может быть величиной размерной. В качестве примера рассмотрим частотный дискриминатор. Если частота колебаний на его входе изменяется скачком, то вследствие наличия сглаживающих RC-цепей в амплитудных детекторах напряжение на выходе будет изменяться плавно; в первом приближении оно следует экспоненциальному закону. Следовательно, если учесть «инерционность» ЧД, то его свойства по отношению к сигналу Δf на входе следует описать не пропорциональным, а инерционным звеном с передаточной функцией (рис. 2-21)

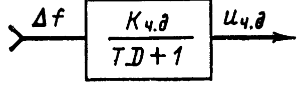


Рис. 2-21.

$$W(D) = \frac{K_{ч.д}}{TD + 1}, \qquad (2\text{-}17)$$

где $K_{ч.д}$ — коэффициент передачи В/Гц, а $T = RC$.

Из последнего соотношения в соответствии с (2-15) имеем

$$u_{ч.д}(t) = W(D)\Delta f(t) = W(D)(f - f_0). \qquad (2\text{-}18)$$

Описание свойств цепи с помощью передаточных функций удобно и наглядно. Оно широко используется в автоматике и радиоэлектронике.

Передаточная функция $W(D)$ эквивалентна дифференциальному уравнению: задавая его, мы тем самым определяем передаточную функцию и обратно. Поясним это на примере инерционного звена. Введем обозначения: $x(t)$ — вход звена с передаточной функцией $W(D)$, а $y(t)$ — выход. Тогда

$$y(t) = W(D)\,x(t) = \frac{K}{TD + 1}\,x(t). \qquad (2\text{-}19)$$

Следовательно $TDy(t) + y(t) = Kx(t)$ или

$$T\frac{dy}{dt} + y = Kx. \tag{2-20}$$

Обратно, задаваясь уравнением (2-20), получаем:

$$TDy + y = Kx \text{ или } (TD+1)y = Kx$$

и

$$y = W(D)x, \text{ где } W = K/(TD+1)$$

(в дальнейшем символ D у обозначения $W(D)$ будем для простоты опускать, записывая просто W).

Если имеется несколько звеньев с передаточными функциями W_1, W_2, ..., W_n, соединенные последовательно, то при выполнении условия независимости подключений эти звенья можно заменить одним звеном с передаточной функцией W, равной произведению функций W_1, W_2, ..., W_n (подобно тому, как это имеет место с коэффициентом передачи каскадного соединения усилителей):

$$W = W_1 W_2 \ldots W_n. \tag{2-21}$$

Следовательно, для получения выходного сигнала y (общее обозначение) входной сигнал $x(t)$ подвергается операции $W(D)$, т. е.

$$y(t) = W(D)x(t), \tag{2-22}$$

где $W(D)$ выражается формулой (2-21).

Эти положения иллюстрируются рис. 2-22,*а*, *б*.

В качестве примера использования сформулированного правила рассмотрим передаточную функцию фильтра, состоящего из двух

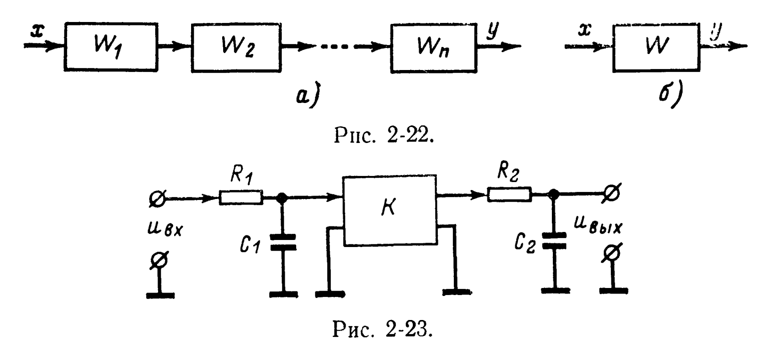


Рис. 2-22.

Рис. 2-23.

простых RC-фильтров нижних частот (рис. 2-23), разделенных усилителем с коэффициентом передачи K. Допустим, что входное сопротивление усилителя бесконечно велико, а выходное — ничтожно мало, т. е. взаимное влияние фильтров отсутствует.

Постоянные времени звеньев $T_1 = R_1C_1$, $T_2 = R_2C_2$ и $W_1 = 1/(T_1D+1)$; $W_2 = 1/(T_2D+1)$. Промежуточное звено — пропорциональное: $W_3 = K$. Применив сформулированное правило, получим:

$$W = W_1W_2W_3 = \frac{K}{(T_1D+1)(T_2D+1)} = \frac{K}{T_1T_2D^2 + (T_1+T_2)D + 1}, \tag{2-23}$$

причем $u_{вых} = W(D)u_{вх}$.

Звено $W(D)$ содержит D во второй степени, или, как говорят, имеет второй порядок (в отличие от инерционного звена, которое имеет первый порядок). Уточним: наивысшая степень D в полиноме знаменателя называется порядком звена; здесь он равен двум.

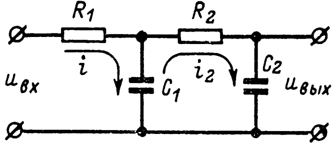


Рис. 2-24.

Если бы звенья фильтра не были разделены усилителем (условие независимости не выполнялось), то передаточная функция двухзвенного фильтра отличалась бы от найденной. Запишем исходные уравнения для схемы двузвенного фильтра (рис. 2-24) в операторной форме, используя метод контурных токов:

$$u_{вх} = i_1R_1 + (i_1 - i_2)\frac{1}{C_1D}; \quad (-i_1 + i_2)\frac{1}{C_1D} + i_2R_2 + \frac{i_2}{C_2D} = 0.$$

Решив эту систему, найдем ток i_2:

$$i_2 = \frac{C_2D}{R_1R_2C_1C_2D^2 + (R_1C_1 + R_2C_2 + R_1C_2)D + 1}u_{вх}.$$

Учитывая далее, что

$$u_{вых} = i_2/C_2D,$$

находим окончательно:

$$u_{вых} = W(D)u_{вх},$$

где

$$W(D) = \frac{1}{T_1T_2D^2 + (T_1 + T_2 + T_c)D + 1}. \qquad (2\text{-}24)$$

Здесь введены обозначения

$$T_1 = R_1C_1;\ T_2 = R_2C_2;\ T_c = R_1C_2.$$

Полученная передаточная функция отличается от (2-23) наличием дополнительного члена T_c в знаменателе, характеризующего взаимную связь между двумя звеньями фильтра.

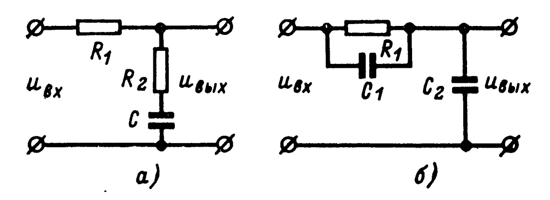


Рис. 2-25.

Рассмотрим еще один пример нахождения передаточной функции фильтра, применяемого в системах АСЧ, изображенного на рис. 2-25 (его иногда называют пропорционально-интегрирующим). Используя закон Кирхгофа для разновидности схемы (рис. 2-25,*а*), получаем:

$$u_{вх} = \left[R_1 + R_2 + \frac{1}{CD}\right]i,$$

откуда

$$CD_{вх} = [(R_1 + R_2)CD + 1]i,$$

или

$$i = \frac{CD}{(R_1 + R_2)\,CD + 1}\,u_{вх}.$$

Так как, с другой стороны,

$$u_{вых} = \left(R_2 + \frac{1}{CD}\right) i,$$

то окончательно имеем: $u_{вых} = W(D) u_{вх}$, причем

$$W(D) = \frac{T_к D + 1}{TD + 1}; \qquad (2\text{-}25)$$

здесь

$$T_к = R_2 C;\; T = (R_1 + R_2) C;\; (T > T_к).$$

Поступая аналогичным образом для разновидности схемы на рис. 2-25,*б*, получаем ту же формулу (2-25), но с другими значениями:

$$T_к = R_1 C_1;\; T = R_1 (C_1 + C_2),\ \text{где}\ T > T_к.$$

Фильтр имеет передаточную функцию, в числителе и знаменателе которой содержится оператор D в первой степени.

Рассмотрим частотные характеристики такого фильтра. Для этого подставим вместо D величину $j\omega$. Тогда

$$W(j\omega) = K(j\omega) = \frac{T_к j\omega + 1}{Tj\omega + 1}.$$

Амплитудно-частотная характеристика фильтра (рис. 2-26,*а*).

$$K(\omega) = |K(j\omega)| = \frac{\sqrt{T_к^2\omega^2 + 1}}{\sqrt{T^2\omega^2 + 1}}.$$

При $\omega = 0$ $K(0) = 1$; при $\omega \to \infty$ $K(\infty) = T_к/T$, т. е. $K(\infty) = R_2/(R_1 + R_2)$ для схемы на рис. 2-26,*а* и $K(\infty) = C_1/(C_1 + C_2)$ для схемы на рис. 2-26,*б*. Постоянное напряжение (частота $\omega = 0$) передается на выход без ослабления. При очень высоких частотах сопротивление конденсатора в схеме на рис. 2-26,*а* пренебрежимо мало и входное напряжение делится в отношении R_2 к $R_1 + R_2$. Для схемы (рис. 2-26,*б*) в этом случае напряжение делится обратно пропорционально емкостям, т. е. в отношении $C_1/(C_1 + C_2)$.

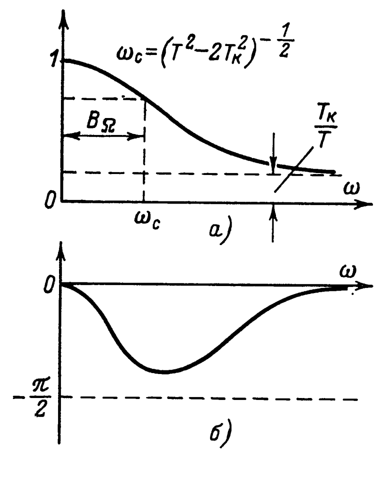


Рис. 2-26.

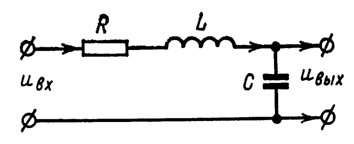


Рис. 2-27.

Фазо-частотная характеристика цепи описывается выражением

$$\varphi(\omega) = -\operatorname{arctg}\frac{\omega(T - T_к)}{\omega^2 T T_к + 1},$$

которое может быть найдено из формулы для $K(j\omega)$.

При $\omega=0$ $\varphi(0)=0$: для больших значений ω

$$\varphi(\omega) \approx -\operatorname{arctg}\frac{\omega(T - T_к)}{\omega^2 T T_к}$$

и при $\omega \longrightarrow \infty$ $\varphi(\infty)=0$. Таким образом, фазовая характеристика имеет минимум (рис. 2-26,*б*).

Рассмотрим, наконец, передаточную функцию последовательного контура L, C, R (рис. 2-27).

На основании закона Кирхгофа получим:

$$u_{вых} = \left(LD + R + \frac{1}{CD}\right) i$$

или

$$i = \frac{u_{вх}}{LD + R + \frac{1}{CD}}.$$

Но

$$u_{вых} = \frac{1}{CD} i.$$

Следовательно,

$$u_{вых} = W(D) u_{вх},$$

где

$$W(D) = \frac{1}{LCD^2 + RCD + 1}. \qquad (2\text{-}26)$$

Контур описывается передаточной функцией второго порядка (D^2 — в знаменателе).

Передаточную функцию звена второго порядка принято записывать в стандартной форме

$$W(D) = \frac{K}{T^2 D^2 + 2\zeta T D + 1}; \qquad (2\text{-}27)$$

здесь T называют постоянной времени звена, а ζ — коэффициентом затухания.

К этой форме записи можно привести передаточную функцию любого звена второго порядка.

Так, если в формуле (2-26) обозначить

$$LC = T^2;\ 2\zeta T = RC$$

или

$$T = \sqrt{LC};\ \zeta = \frac{RC}{2T} = \frac{RC}{2\sqrt{LC}} = \frac{R}{2}\sqrt{\frac{L}{C}}, \qquad (2\text{-}28)$$

то (при $K=1$) передаточные функции (2-26) и (2-27) совпадут. Таким образом, контур описывается звеном (2-27) при параметрах T и ζ, определяемых соотношением (2-28).

Выразим T и ζ через добротность Q, характеристическое сопротивление ρ и собственную частоту ω_0 контура. Учитывая, что $\rho=\sqrt{\frac{L}{C}}$, а $Q=\rho/R$, получаем:

$$\zeta=\frac{1}{2Q}=\frac{R}{2\rho};\ T=\frac{1}{\sqrt{LC}}=\frac{1}{\omega_0};\ \left(\omega_0=\frac{1}{\sqrt{LC}}\right). \qquad (2\text{-}29)$$

Поступая аналогичным образом, можно привести передаточную функцию (2-24) двузвенного фильтра к форме (2-27). Если обозначить

$$T^2=R_1C_1R_2C_2;\ 2\zeta T=T_1+T_2+T_c,$$

т. е.

$$\zeta=\frac{T_1+T_2+T_c}{2\sqrt{T_1T_2}}, \qquad (2\text{-}30)$$

то выражение (2-24) будет приведено также к стандартной форме (2-27). Заметим, что в последнем случае (даже при $T_c=0$), $\zeta>1$. Это следует из того, что среднее арифметическое больше среднего геометрического.

Рассмотрим частотные характеристики звена второго порядка. Для этого заменим D на $j\omega$ и поступим так же, как в случае инерционного звена.

Опустим выкладки и не будем приводить выражения для этих характеристик. Изобразим их вид и отметим некоторые особенности. Амплитудно-частотные характеристики звена в относительных единицах изображены на рис. 2-28,*а*, а фазо-частотные — на рис. 2-28,*б*.

Форма амплитудно-частотных характеристик зависит от коэффициента ζ. При $\zeta<0,7$ (это соответствует $Q>0,7$) на характеристике появляется максимум. Его абсцисса расположена несколько левее точки $\omega=\omega_0=1/T$ и тем ближе к ней, чем меньше ζ (больше Q). В радиотехнике обычно работают с контурами, имеющими очень малые значения ζ (высокое Q); в автоматике, наоборот, наибольший интерес представляют характеристики, для которых ζ не очень сильно отличается от единицы.

Фазо-частотные характеристики проходят через точку $-\pi/2$, ω_0 и идут вблизи этой точки тем более круто, чем меньше ζ. Для очень высоких частот ($\omega\gg\omega_0$) фазовый сдвиг близок к $-\pi$.

Семейство переходных характеристик для разных значений ζ представлено на рис. 2-29 (по оси абсцисс взят относительный масштаб t/T).

При $\zeta>1$ процесс установления — апериодический, при $\zeta<1$ — колебательный. Случай $\zeta=1$ — критический. Он соответствует наименьшему времени установления среди всех кривых, не пересекающих линии $h=1$. Приведенными переходными характеристиками мы будем неоднократно пользоваться в дальнейшем.

С помощью этих характеристик по заданным значениям ζ и T всегда можно определить время установления процессов в цепи, описываемой звеном второго порядка. Так, если $\zeta=0,5$, то, производя отсчет от $t=0$ до того момента, начиная с которого переходная характеристика не выходит за пределы полосы шириной $\pm0,1$, для времени установления найдем $t_{уст}/T=5,2$. Следовательно,

$$t_{уст}\approx5,2T. \qquad (2\text{-}31)$$

Передаточными функциями описываются не только электрические фильтры, но также любые линейные устройства, независимо от физической природы. Например, ранее мы ввели описание преобразований сигналов в безынерционных ЧД с помощью пропорционального звена с размерным коэффициентом передачи.

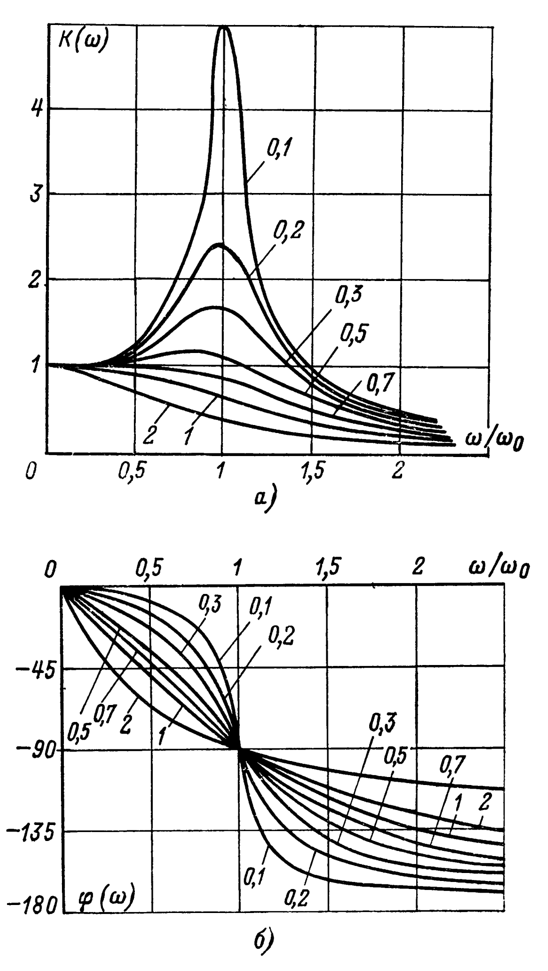


Рис. 2-28.

Для получения передаточной функции обычно записывают дифференциальное уравнение, вводят обозначение $D=d/dt$ и производят переход к передаточной функции, как это было описано на стр. 38. Из передаточной функции заменой D на $j\omega$ получают передаточную

функцию в комплексной форме или комплексный коэффициент передачи

$$K(j\omega) = W(D)|_{D \to j\omega}.$$

Свойства линейного динамического звена во временной области определяются переходной характеристикой $h(t)$, т. е. зависимостью выходного сигнала от времени при подаче на вход единичного сигнала (раньше это определение было сделано применительно к электрическим фильтрам).

Располагая переходной характеристикой, сравнительно просто отыскать реакцию звена на любой входной сигнал. Получение переходной характеристики по передаточной функции, так же как и об-

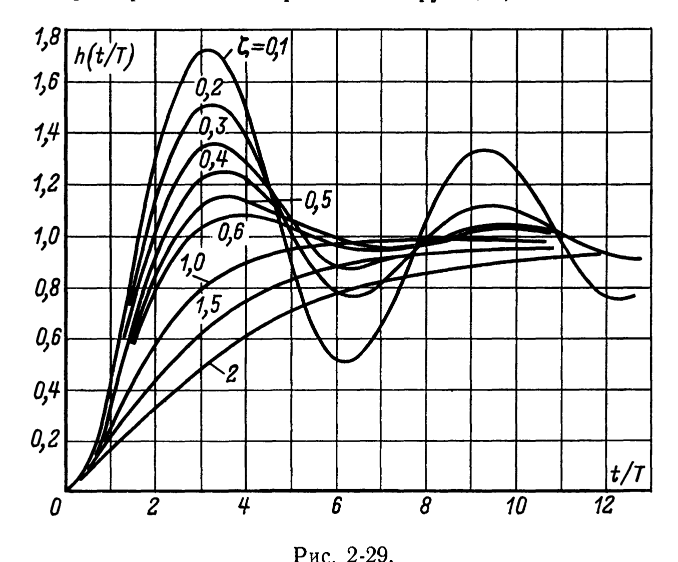


Рис. 2-29.

ратный переход от переходной характеристики к передаточной функции, осуществляется по определенным правилам и не вызывает особых вычислительных трудностей. На практике для этой цели часто пользуются специальными таблицами, составленными для некоторых типовых динамических звеньев и их соединений.

2-4. Устройства управления частотой

Изменения частоты автоколебаний генераторов в соответствии с напряжением управления $u_у$ может быть осуществлено разнообразными способами. Напомним, что совокупность элементов, с помощью которых это достигается, называются устройствами управления частотой (УУЧ) или, короче, управителями частоты (УЧ). Их можно условно разделить на две группы: пропорциональные и интегрирующие.

Пропорциональные УЧ

В пропорциональных УЧ частота генерируемых колебаний линейно зависит от управляющего напряжения (рис. 2-30), так что

$$f_г = f_{г0} + K_у u_у; \qquad (2\text{-}32)$$

здесь $f_{г0}$ — частота генератора, соответствующая $u_у=0$ (номинальная частота). Удобно рассматривать отклонения частоты генератора от номинальной: $\Delta f_г = f_г - f_{г0}$. Тогда равенство (2-32) перепишется так:

$$\Delta f_г = K_у u_у. \qquad (2\text{-}33)$$

Величина $K_у = \Delta f_г / u_у$ называется коэффициентом передачи управителя. Этот коэффициент имеет размерность (Гц/В).

Управитель частоты можно рассматривать как динамическое пропорциональное звено, преобразующее $u_у$ в $\Delta f_г$, и представить в виде структурной схемы на рис. 2-31. Коэффициент $K_у$ характеризует эффективность этого преобразования.

Практические схемы пропорциональных УУЧ весьма разнообразны. Как правило, в реальных устройствах нетрудно обеспечить линейную зависимость (2-33) в достаточно широком диапазоне частот, намного превышающем (при правильной начальной регулировке) раствор характеристики ЧД. Приведем примеры практической реализации пропорциональных УЧ.

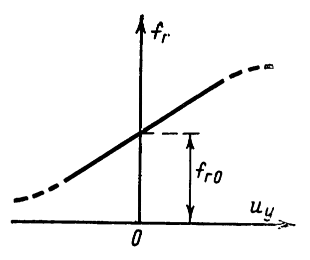


Рис. 2-30.

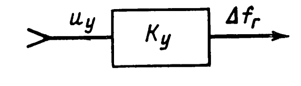


Рис. 2-31.

Управитель частоты с варикапами. Известно, что *p-n* переход обладает некоторой емкостью, величина которой зависит от приложенной разности потенциалов. Подключая такой *p-n* переход к контуру автогенератора и изменяя напряжение $u_у$ на этом переходе, можно управлять частотой автоколебаний.

Для исключения шунтирующего действия активной составляющей сопротивления перехода его смещают в обратном направлении, т. е. используют емкость запертого *p-n* перехода.

Специально сконструированные для этой цели диоды называют варикапами. На практике используются кремниевые диоды — варикапы, например, Д901-Б, Д902. С их помощью можно получить значительное относительное изменение начальной емкости и перестройку генератора в большом диапазоне, достигающем $(1{,}2—1{,}5)f_г$ [Л. 2]

На рис. 2-32 представлена одна из практических схем с варикапом. Диод Д902 через два конденсатора C_1 и C_2 небольшой емкости (примерно 10 пФ) подключен к катушке индуктивности $L_к$ контура генератора. Управляющее напряжение отрицательной по отношению к аноду диода полярности, подаваемое через два резистора R_1, R_2, регулирует величину емкости этого диода. Чем больше абсолютная величина этого напряжения, тем меньше эквивалентная емкость и выше частота автоколебаний. Такая схема управления используется, например, в телевизорах I класса и унифицированных телевизорах II класса (УНТ 47/59) для управления частотой гетеродина (несущая $f_н \approx 50 \div 100$ МГц). Коэффициент передачи управителя достигает при этом величины $K_у = 0{,}25 \div 0{,}5$ МГц/В.

Заметим, что в приведенной схеме вместе с управляющим напряжением $u_у$ на варикап подается некоторое исходное начальное смещение для выбора рабочей точки. Вопросу об использовании *p-n* переходов для управления частотой колебания посвящена книга [Л. 2], в которой приводится теория работы подобных управителей частоты и даются некоторые практические схемы.

Управитель частоты для управления частотой генераторов релаксационных колебаний. Часто, особенно в схемах телевизионных разверток, в качестве автогенератора используются блокинг-генераторы, мультивибраторы (или генераторы релаксационных колебаний других типов), частота которых сильно зависит от напряжения на электродах транзисторов или ламп. Используя эту зависимость, можно управлять частотой автоколебаний. Пример такой схемы, используемой в канале синхронизации телевизора «Юность», приведен на рис. 2-33.

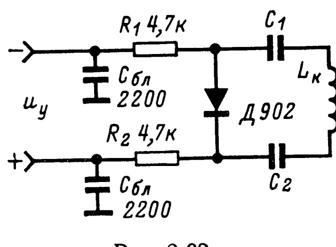


Рис. 2-32.

Блокинг-генератор собран на транзисторе МП15 по схеме с эмиттерно-базовой связью. Цепь $R_вC_в$ — времязадающая в блокинг-генераторе. Ее постоянная времени определяет период повторения импульсов. Для повышения стабильности частоты генерации в цепь базы включен дополнительный резонансный контур $L_кC_к$, настроенный на частоту, близкую к основной частоте генерации (частоту строчной развертки).

Заметим, что аналогичным способом изменяя напряжение на одном из электродов, можно управлять частотой некоторых генераторов СВЧ диапазона (например, отражательного клистрона), хотя физические причины зависимости частоты от напряжения здесь совершенно другие, чем в генераторе релаксационных колебаний.

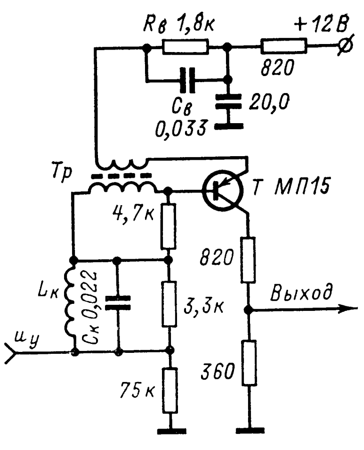


Рис. 2-33.

Управитель частоты с реактивными лампами. Это наиболее старый способ управления частотой колебаний автогенератора. К контуру подключается лампа, выполняющая функции реактивного сопротивления, величина которого зависит от управляющего напряжения. Ознакомиться с действием этих схем можно по [Л. 1, 15].

Интегрирующие управители частоты

В этих управителях напряжение $u_у$ предварительно поступает на интегратор. Последний воздействует на пропорциональный управи-

тель, в результате работы которого меняется частота колебаний автогенератора. Следовательно, интегрирующий УЧ можно рассматривать как объединение интегратора с пропорциональным управителем частоты.

В УЧ применяются электронные интеграторы и интеграторы, выполненные в виде малоинерционного электродвигателя с редуктором. Функциональная схема УУЧ с двигателем приведена на рис. 2-34. Выходной вал двигателя через редуктор соединен с роторными пластинами прямочастотного конденсатора C контура автогенератора. Изменение частоты пропорционально углу поворота θ роторных пластин:

$$\Delta f_г = K_г \theta. \qquad (2\text{-}34)$$

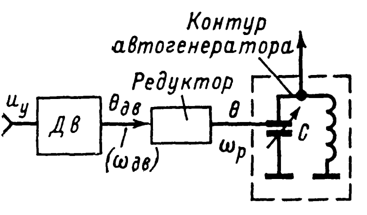


Рис. 2-34.

Рассмотрим свойства двигателя как интегрирующего устройства. Если на двигатель подать постоянное напряжение $u_у$, то его якорь будет вращаться с постоянной угловой скоростью $\omega_{дв}$, пропорциональной $u_у$. Процесс разгона пока не учитываем, полагая, что двигатель набирает обороты очень быстро.

Следовательно,

$$\omega_{дв} = K_{дв} u_у. \qquad (2\text{-}35)$$

Коэффициент $K_{дв}$, рад/(В · с), показывает величину угловой скорости, приходящейся на 1 В входного напряжения. Равенству (2-35) отвечает структурная схема рис. 2-35, где представлено пропорциональное динамическое звено, отображающее преобразование входного напряжения $u_у$ в угловую скорость якоря двигателя $\omega_{дв}$.

$u_у$ → [$K_{дв}$] → $\omega_{дв}$

Рис. 2-35.

Обычно малоинерционные двигатели являются высокооборотными, и поэтому применяется понижающий редуктор. Его использование имеет и другие причины, на которых останавливаться не будем. Таким образом, угловая скорость ротора конденсатора

$$\omega_р = K_{дв} K_р u_у = K_и u_у.$$

Здесь $K_р$ — коэффициент, характеризующий снижение числа оборотов редуктором (обычно около 0,01), а $K_и = K_{дв} K_р$ — имеет размерность град/В · с.

Если $u_у$ — постоянно, то угол поворота якоря двигателя и выходного вала будет линейно нарастать во времени. Полагая, что этот угол мы отсчитываем, начиная с некоторого момента $t=0$, получаем:

$$\theta = \omega_р t = K_и u_у t, \qquad (2\text{-}36)$$

где $K_и$ — коэффициент пропорциональности.

Линейное изменение выходной величины при постоянной входной характерно для устройства, выполняющего над этой входной величиной операцию интегрирования. Угол есть величина, пропорциональная интегралу от входного напряжения $u_у$.

Отсюда следует, что если двигатель рассматривать как устройство преобразования входного напряжения $u_у$ в угол поворота вала редуктора θ, то двигателю следует приписать операцию интегриро-

вания. Мы полагали, что $u_у$ — постоянная величина, в результате чего получили

$$\theta = K_и \int_0^t u_у dt = K_и u_у t. \qquad (2\text{-}37)$$

Однако интегрирование имеет место и для переменной величины $u_у$, так что в общем случае можно записать:

$$\theta = K_и \int_0^t u_у(t)\, dt. \qquad (2\text{-}38)$$

Величину $K_и$ называют коэффициентом передачи интегрирующего звена. Напомним, что инерционность якоря двигателя не была учтена, и поэтому равенство (2-38) будет тем точнее, чем медленнее меняется $u_у$.

Вспоминая, что интегрирование в операторной форме обозначается как $1/D$, последнее равенство запишем в виде

$$\theta = \frac{K_и}{D} u_у; \qquad (2\text{-}39)$$

вводя передаточную функцию двигателя, получаем:

$$\theta = W_{дв}(D) u_у.$$

Отсюда следует, что передаточная функция двигателя (с учетом редуктора) будет:

$$W_{дв}(D) = K_и/D. \qquad (2\text{-}40)$$

Здесь $K_и$ — коэффициент передачи интегрирующего звена, рад/(В·с). Соответствующая структурная схема имеет вид рис. 2-36. На этой схеме входом является напряжение $u_у$, а выходом — угол поворота θ роторных пластин конденсатора.

Учитывая формулу (2-34) для отклонения частоты генератора, запишем:

$$\Delta f_г = \frac{K_г K_и}{D} u_у = \frac{K_{и.у}}{D} u_у, \qquad (2\text{-}41)$$

где $K_{и.у} = K_г K_и$.

Следовательно,

$$\Delta f_г = W_{и.у}(D) u_у, \qquad (2\text{-}42)$$

где

$$W_{и.у} = K_{и.у}/D \qquad (2\text{-}43)$$

— передаточная функция интегрирующего управителя (см. рис. 2-37); $K_{и.у}$ — коэффициент передачи данного интегрирующего звена, Гц/(В·с). Часто в интегрирующем динамическом звене выделяют отдельно интегратор с передаточной функцией

$$W_{инт} = K_{инт}/D. \qquad (2\text{-}44)$$

В отличие от выражения (2-43) здесь коэффициент передачи интегратора $K_{инт}$ имеет здесь размерность 1/с. Для такого интегратора построим частотные характеристики. Подставляя вместо D в формулу (2-44) $j\omega$, получим:

$$W_{инт}(j\omega) = \frac{K_{инт}}{j\omega} = \frac{K_{инт}}{\omega} e^{-j\frac{\pi}{2}}. \qquad (2\text{-}45)$$

Отсюда следует, что амплитудно-частотная характеристика интегратора $|W_{итн}(j\omega)|$ (рис. 2-38,*а*),— гипербола $K_{инт}/\omega$, а фазочастотная $\varphi_{инт}(\omega)$ (рис. 2-38,*б*) — прямая, параллельная оси частот, причем для колебаний всех частот фазовый сдвиг одинаков и равен —90°.

Переходная характеристика описывается выражением $y_{инт}=K_{итн}t$ и представляет собой прямую, тангенс угла наклона которой к оси абсцисс равен $K_{инт}$ (рис. 2-39): $K_{инт}=\operatorname{tg}\alpha$. При подаче на вход интегратора единичного ступенчатого воздействия выходная величина линейно меняется во времени со скоростью, численно равной коэффициенту передачи интегрирующего звена. Аналогично изменяется угол поворота выходного вала двигателя при подаче на вход единичного напряжения (рис. 2-39). Ясно, что угловая скорость выходного вала численно равна коэффициенту передачи интегрирующего звена.

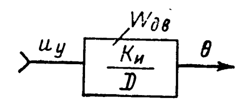
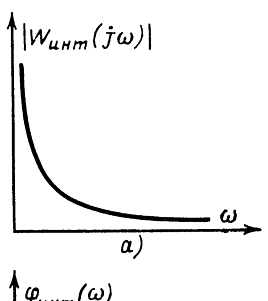


Рис. 2-36.

Рис. 2-37.

В интегрирующем звене может происходить преобразование физических величин и, следовательно, размерностей. Интегратором называется такое интегрирующее звено, в котором на входе и выходе имеются одинаковые физические величины (например, напряжение). Поэтому коэффициент передачи интегратора $K_{инт}$ имеет размерность 1/с. Размерность коэффициента передачи интегрирующего звена в общем случае равна частному от деления размерностей выходного и входного сигналов, умноженному на размерность $K_{инт}$ (т. е. на 1/с).

Так, например, в формуле (2-41) на входе — напряжение (размерность В), на выходе — частота $\Delta f_г$ (размерность Гц). Следовательно, коэффициент передачи интегрирующего звена $K_{и.у}$ имеет размерность $K_и$=[Гц/В][1/с]=[1/с²·В].



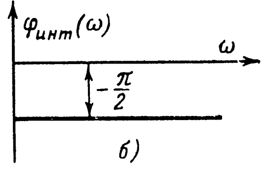


Рис. 2-38.

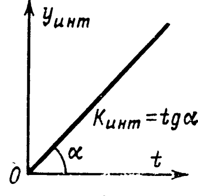


Рис. 2-39.

Размерность коэффициента $K_и$ в формуле (2-40), как следует из (2-39),

$$K_и=\left[\frac{\text{град}}{\text{В}}\right]\left[\frac{1}{\text{с}}\right]=\left[\frac{\text{град}}{\text{В}\cdot\text{с}}\right].$$

При рассмотрении двигателя как интегрирующего устройства не учитывалась механическая инерция его якоря. В действительности эта инерционность может иметь существенное значение в работе управителя частоты.

Если на двигатель подать ступенчатое управляющее напряжение $u_у$, то якорь начнет разгоняться, постепенно набирая обороты до установившегося значения $\omega_{дв}$, определяемого выражением (2-35). В первом приближении «кривую» разгона можно считать экспонентой с некоторой постоянной времени $T_{дв}$ (рис. 2-40). Экспоненциальная реакция на ступенчатое воздействие характерна для инерционного звена. Таким образом, учет инерционности якоря двигателя приводит к тому, что вместо выражения (2-35) для угловой скорости якоря следует записать:

$$\omega_{дв}(t) = \frac{K_{дв}}{T_{дв}D + 1} u_у. \tag{2-46}$$

Аналогично вместо (2-41)

$$\Delta f_г = \frac{K_{и.у}}{D(T_{дв}D + 1)} u_у = W_{и.у}(D) u_у. \tag{2-47}$$

Таким образом, передаточная функция управителя частоты с учетом инерционности якоря двигателя имеет вид:

$$W_{и.у} = \frac{K_{и.у}}{D(T_{дв}D + 1)}. \tag{2-48}$$

Устройство управления частотой с интегрирующим двигателем можно представить в виде соединения двух звеньев — интегрирующего $K_{и.у}/D$ и инерционного $1/(T_{дв}+1)$, как это изображено на рис. 2-41, или одного звена с передаточной функцией (2-48).

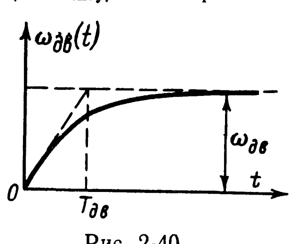


Рис. 2-40.

Постоянная времени $T_{дв}$ инерционного звена зависит от момента инерции якоря и некоторых конструктивных электрических характеристик двигателя. Величину $T_{дв}$ стремятся сделать возможно малой. Практически в маломощных двигателях $T_{дв}$ удается снизить до 0,05—0,07 с.

Вместо двигателя в качестве интегратора можно использовать электронное устройство, состоящее из усилителя постоянного тока с большим коэффициентом усиления $-K_{ус}$ и цепи $R_иC_и$ (рис. 2-42). Усилитель должен изменять полярность входного сигнала на обратную (поворачивать фазу на π), что отражает знак минус перед величиной $K_{ус}$. Такой усилитель с емкостно-резистивной обратной связью с успехом применяется в качестве интегратора не только в системах АСЧ, но и в электронных математических машинах аналогового типа.

Найдем выражение для выходного напряжения. Будем полагать входное сопротивление усилителя очень большим так, что через резистор $R_и$ и конденсатор $C_и$ проходит одинаковый ток i. Тогда, ис-

пользуя закон Кирхгофа, получим систему уравнений

$$\left.\begin{aligned} &\text{а) } u_{вх}=iR_и+u \\ &\text{б) } u=\frac{i}{C_иD}+u_{вых} \\ &\text{в) } u_{вых}=-uK_{ус};\ u=-u_{вых}/K_{ус}. \end{aligned}\right\} \quad (2\text{-}49)$$

Будем вначале считать $K_{ус}$ очень большим, так что выходное напряжение значительно больше напряжения u, а u, в свою очередь, значительно меньше $u_{вх}$. Так, в электронных интеграторах, используемых в аналоговых машинах, $K_{ус}$ может достигать величины 10^6. Это соответствует реальным условиям работы устройства, где величина u практически мало отличается от нуля.* Полагая $u=0$ (это

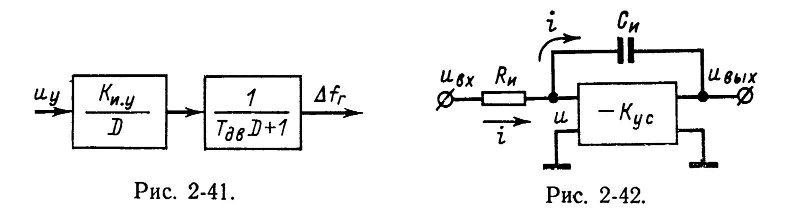


Рис. 2-41.

Рис. 2-42.

эквивалентно предположению, что $K_{ус}=\infty$), из уравнений (2-49,а) и (2-49,б) получим:

$$i=u_{вх}/R_и;\ i=-C_иDu_{вых}$$

или

$$u_{вх}/R_и=-C_иDu_{вых}.$$

Отсюда находим:

$$u_{вых}=-\frac{1}{R_иC_иD}u_{вх}=-\frac{1}{T_иD}u_{вх}=-\frac{K_{инт}}{D}u_{вх}. \quad (2\text{-}50)$$

Следовательно, рассматриваемая схема является интегратором с коэффициентом передачи

$$K_{инт}=-\frac{1}{T_и}=-\frac{1}{R_иC_и}, \quad (2\text{-}51)$$

причем в этом интеграторе дополнительно осуществляется поворот фазы на противоположную (знак «минус» в формуле 2-51). Откажемся теперь от упрощающего предположения о беспредельно большом значении $K_{ус}$. Тогда нужно учесть все три уравнения (2-49).

Исключив u с помощью уравнения (2-49,в), получим:

$$u_{вх}=iR_и-u_{вых}/K_{ус};\ (-u_{вых}/K_{ус})=i/C_иD+u_{вых}.$$

Тогда из первого и второго уравнения найдем соответственно:

$$i=(u_{вх}+u_{вых}/K_{ус})\frac{1}{R_и},$$

$$i=C_иD[(-u_{вых}/K_{ус})-u_{вых}].$$

* Здесь не учитывается начальное смещение на входном усилительном элементе (лампе, транзисторе).

Приравнивая правые части этих равенств, после простых алгебраических преобразований получим:

$$u_{\text{вых}} = -\frac{K_{\text{ус}}}{T_{\text{и}}(K_{\text{ус}}+1)D+1}u_{\text{вх}} \approx -\frac{K_{\text{ус}}}{T_{\text{и}}K_{\text{ус}}D+1}u_{\text{вх}}. \quad (2\text{-}52)$$

Иначе говоря, рассматриваемая схема является инерционным звеном с постоянной времени $T_э = T_и(K_{ус}+1) \approx T_и K_{ус}$ и коэффициентом передачи $K_{ус}$. Последняя формула при бесконечно большом $K_{ус}$ переходит в выражение (2-51).

Отсюда следует важный практический вывод: электронный интегратор является инерционным звеном с очень большой постоянной времени $T_и K_{ус}$ и очень большим коэффициентом передачи $K_{ус}$. Это звено можно приближенно рассматривать как интегратор с коэффициентом передачи

$$K_{инт} = K_{ус}/T_э = 1/T_и. \quad (2\text{-}53)$$

Последний находится как частное от деления коэффициента передачи инерционного звена $K_{ус}$ на постоянную времени $T_э = T_и K_{ус}$. Чем больше величина $K_{ус}$, тем ближе операция, выполняемая схемой, к интегрированию.

Для уточнения высказанного положения изобразим переходные характеристики интегратора и инерционного звена, относящиеся соответственно к выражениям (2-44) и (2-52). Для интегратора — это прямая *1* с тангенсом угла наклона $\operatorname{tg}\alpha = K_{инт} = 1/T_и$

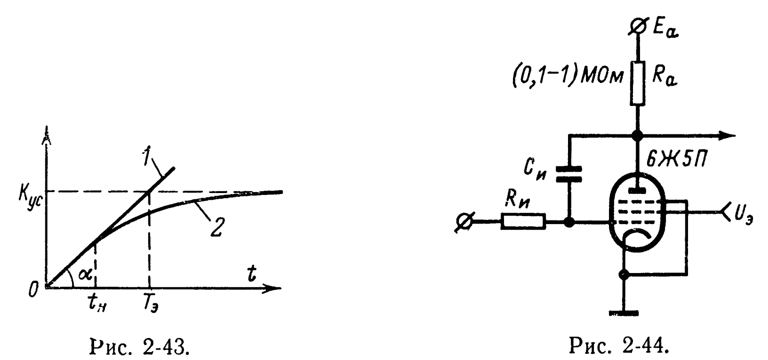


Рис. 2-43.   Рис. 2-44.

(рис. 2-43). Для операционного усилителя — это экспонента *2*, стремящаяся к величине $K_{ус}u_{вх} = K_{ус}$ (поскольку $u_{вх} = 1$) и постоянной времени $T_э = K_{ус}T_и$. Знак «минус» для простоты здесь не учитывается. Нетрудно видеть, что касательная к экспоненте идет под тем же углом α, что и переходная характеристика идеального интегратора с коэффициентом передачи $K_{инт}$ (2-53), поскольку

$$\operatorname{tg}\alpha = K_{ус}/T_э = K_{ус}/K_{ус}T_и = 1/T_и.$$

Если время $t_н$, в течение которого производится наблюдение процессов, значительно меньше $T_и$, то процессы в операционном усилителе и идеальном интеграторе практически неразличимы. Операцию, осуществляемую звеном, можно считать почти точным интегрированием. Следовательно, условием того, что электронная схема осуществляет интегрирование, является выполнение неравенства $t_н \ll T_э$.

Чем больше $K_{ус}$, тем для больших $t_н$ при заданной величине $T_и = R_и C_и$ осуществляется интегрирование.

Пусть, например, $t_н = 0{,}1 T_э$. Тогда при $T_и = 1$ с и $K_{ус} = 10^5$, $t_н = 0{,}1 \cdot 1 \cdot 10^5 = 10^4$ с ≈ 3 ч. Но если $K_{ус} = 10^2$, то $t_н = 0{,}1 \cdot 1 \cdot 10^2 = 10$ с и уже по прошествии 10 с будет заметна разница между реальным процессом в схеме и идеальном интеграторе.

Сформулированные условия являются общими. На практике в качестве электронного интегратора в системах АСЧ используются схемы, состоящие из однокаскадного лампового резистивного усилителя, иногда снабженного дополнительным катодным повторителем, с емкостью $C_и$ между анодом и сеткой лампы (рис. 2-44). Резистор $R_и$ при этом включается последовательно в цепь сетки. Коэффициент передачи УПТ с одной лампой может достигать примерно 80—100, что при типовых параметрах $R_и = 1$ МОм $C_и = 100\,000$ пФ позволяет получить время интегрирования порядка 0,1 с. Отличительная особенность схемы состоит в том, что «нулевым» (т. е. соответствующем $u_{вых} = 0$) напряжением интегрирования здесь является не величина $u_у = 0$, а некоторое начальное напряжение, близкое к напряжению отсечки лампы $-E_{c0}$. Имеются транзисторные и интегральные аналоги этой схемы.

Иногда в качестве интегрирующего звена используют RC-фильтр нижних частот (см. рис. 2-16). Передаточная функция фильтра

$$W(D) = 1(TD + 1);$$

переходная функция — экспонента с постоянной времени $T = RC$ (см. рис. 2-19).

Такой фильтр можно рассматривать как интегратор в течение времени $t_н \ll T$ (например, при $T = 0{,}1$ с, $t_н = 0{,}01$ с).

Коэффициент передачи этого «интегратора» равен в соответствии с равенством (2-53) $1/T$. Следовательно, $K_{инт}$ тем меньше, чем дольше инерционное звено может рассматриваться как интегратор.

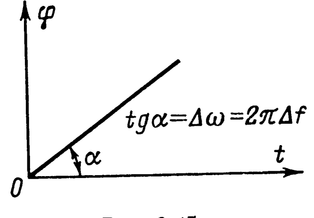


Рис. 2-45.

Высказанные положения будут использованы при анализе установившихся режимов систем АСЧ.

В фазовых системах автоматического слежения за фазой, рассматриваемых в гл. 4, в качестве выходного сигнала генератора удобно иногда рассматривать отклонение не частоты $\Delta\omega$, а фазы φ колебаний при воздействии управляющего напряжения $u_у$ на вход пропорционального управителя частоты.

Между φ и $\Delta\omega$ имеет место соотношение

$$\Delta\omega = D\varphi; \tag{2-54}$$

учитывая, что $\Delta\omega = 2\pi\Delta f$, получаем:

$$\varphi = \frac{2\pi}{D} \Delta f. \tag{2-55}$$

Поясним записанные соотношения.

Пусть имеются колебания с постоянной частотой $\Delta\omega$: $u = U_m \cos \Delta\omega t = U_m \cos \varphi$. Фаза этих колебаний

$$\varphi = \Delta\omega t \tag{2-56}$$

— линейно нарастающая функция времени (рис. 2-45), т. е. прямая, идущая под углом α к оси абсцисс, причем $\operatorname{tg}\alpha=\Delta\omega=2\pi\Delta f$.

Если фазу φ рассматривать как выход некоторого звена, а $\Delta\omega$ как его вход, то линейное нарастание выхода при постоянном входе характерно для интегрирующего звена, что и подтверждается формулой (2-55). Таким образом , связь между отклонениями частоты и фазы можно формально рассматривать как прохождение Δf через интегрирующее звено (рис. 2-46,*а*) с передаточной функцией

$$W_{\text{и}}=2\pi/D. \qquad (2\text{-}57)$$

Коэффициент передачи такого звена равен 2π радиан и является безразмерной величиной. Действительно, согласно правилу, описан-

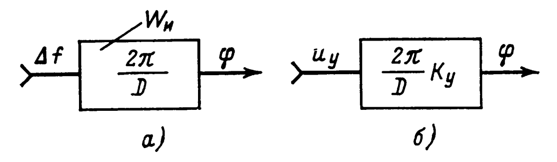


Рис. 2-46.

ному на стр. 49, размерность коэффициента передачи равна отношению размерностей выхода (рад) и входа (Гц), умноженному на 1/с, т. е.

$$\left[\frac{\text{рад}}{\text{Гц}}\right]\left[\frac{1}{\text{с}}\right]=[\text{рад}].$$

Это интегрирование является, конечно, не приближенным, а точным.

Для пропорционального управителя частоты

$$\Delta f=K_{\text{у}}u_{\text{у}}.$$

С учетом равенства (2-49) получим:

$$\varphi=\frac{2\pi}{D}K_{\text{у}}u_{\text{у}}. \qquad (2\text{-}58)$$

Следовательно, если считать выходом пропорционального управителя не отклонения Δf частоты, а отклонение фазы, то управитель следует рассматривать как интегратор с коэффициентом передачи $2\pi K_{\text{у}}$ (рис. 2-46,*б*).

Мы уже сталкивались с аналогичным положением, когда рассматривали преобразования, осуществляемые двигателем: если выходом считать $\omega_{\text{дв}}$ — это пропорциональное звено (см. рис. 2-35); если угол поворота — это интегратор (см. рис. 2-36).

Что считать выходом (φ или Δf, $\omega_{\text{дв}}$ или θ), определяется рассматриваемой задачей, т. е. является вопросом объективным.

Глава третья

ЧАСТОТНЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ

3-1. Структурные схемы систем АСЧ

В теории автоматического регулирования структурной схемой принято называть схему, представленную в виде динамических звеньев, объединенных в единую разомкнутую или замкнутую цепь. Для составления структурной схемы необходимо поставить в соответствие реальным элементам системы АСЧ их эквиваленты — динамические звенья, учитывая при этом только те свойства, которые существенны с точки зрения работы системы в данном случае, как автомата слежения за частотой. Выделение звеньев осуществляется на основе математического описания свойств отдельных элементов, для чего приходится абстрагироваться от конкретного выполнения элементов. В первом приближении динамические звенья, используемые в системах АСЧ, можно считать линейными, т. е. такими, для которых справедлив принцип суперпозиции. Иначе говоря, в линейных звеньях эффект суммарного воздействия равен сумме эффектов от всех составляющих этого воздействия. В системе АСЧ линейность обеспечивается, когда расстройка $\Delta f = f - f_0$ не выходит за пределы линейного участка (a, b) характеристики дискриминатора (см. рис. 2-9) и управитель имеет линейную характеристику на всем интересующем нас интервале изменений u_y. Заметим, однако, что для частотного дискриминатора принцип суперпозиции на линейных участках выполняется только по отношению к отклонениям частоты, но не напряжениям на входе ЧД. Так, реакция на суммарное воздействие $\Delta f = \Delta f_1 + \Delta f_2$ равна сумме реакций на каждое воздействие Δf_1 и Δf_2.

При составлении структурной схемы следует учесть, что для реальных элементов системы условие независимости (см. стр. 36) выполняется в большинстве случаев приближенно. Если взаимное влияние имеется, оно должно быть соответствующим образом учтено.

Представление реального устройства структурной схемой хотя и приводит к некоторому обеднению реальных свойств системы, имеет то важное преимущество, что позволяет выявить и описать общие закономерности, свойственные целому классу систем. Появляется также возможность применить мощный аппарат теории автоматического управления и понять существо закономерностей протекающих процессов.

Поскольку здесь мы впервые сталкиваемся с составлением структурных схем, опишем эту процедуру несколько подробнее применительно к приемнику с системой автоподстройки частоты гетеродина (см. рис. 1-1).

Предположим, что на вход приемника поступает радиосигнал частоты f_c. В смесителе происходит преобразование колебаний частоты f_c и напряжения гетеродина в колебания промежуточной (разностной) частоты f. Примем, что имеет место нижняя настройка гетеродина (следящего генератора), так что

$$f = f_c - f_г,$$

где $f_г$ — частота генератора.

Это предположение, как будет видно из дальнейших рассуждений, нисколько не ограничивает общности получаемых результатов: они справедливы с небольшими уточнениями и для верхней настройки, когда $f=f_г-f_с$.

Будем полагать, что полоса пропускания УПЧ достаточно велика. В дальнейшем (стр. 75) будет уточнено, как нужно это понимать и при каких условиях можно не считаться с влиянием УПЧ на работу системы АСЧ.

Сигнал после преобразования и усиления поступает на частотный дискриминатор ЧД. Примем, что интенсивность сигнала и усиление в тракте УПЧ (селективный усилитель СУ на рис. 1-1) таковы, что уровень колебаний на входе ЧД превышает порог ограничения. Если не учитывать инерционность ЧД и считать, что отклонения промежуточной частоты от переходной достаточно малы (так что работа происходит в пределах линейного участка характеристики ЧД), то справедливо соотношение

$$u_{ч.д}=K_{ч.д}(f-f_0)=K_{ч.д}\Delta f. \qquad (3\text{-}1)$$

Здесь $K_{ч.д}$ — коэффициент передачи ЧД (величина постоянная), а $\Delta f=f-f_0$ — расстройка. Схема ЧД в виде динамического звена изображена на рис. 2-10. Далее следует фильтр нижних частот (промежуточные элементы ПЭ на рис. 1-1). Если он отделен от ЧД эмиттерным (катодным) повторителем или каким-либо усилителем, то для напряжения на выходе фильтра можно записать:

$$u_у=F(D)\,u_{ч.д}, \qquad (3\text{-}2)$$

где $F(D)$ — передаточная функция фильтра.

Коэффициент передачи цепей, расположенных между ЧД и фильтром, можно отнести к $F(D)$, $K_{ч.д}$ или к последующим элементам системы. В случае, когда таких цепей нет и выход ЧД непосредственно соединен с фильтром, требуется, строго говоря, учесть действие последнего совместно с нагрузочными RC-фильтрами ЧД. Для этого нужно составить уравнения Кирхгофа для указанного сложного фильтра, подобно тому, как это было сделано с двузвенным фильтром нижних частот (см. стр. 39). На практике, однако, такой операции обычно делать не приходится, в силу того что постоянная времени (инерционность) фильтра обычно намного превосходит постоянные времени нагрузочных RC-цепей амплитудных детекторов ЧД. Если все же пренебречь влиянием этих цепей нельзя, то приближенно можно положить, что цепи ЧД и фильтр являются независимыми; при этом не будут учтены лишь мало существенные члены в передаточных функциях, характеризующие взаимную связь указанных цепей. В этом случае $F(D)$ записывается как произведение передаточной функции фильтра и инерционного звена, которым будут представлены нагрузочные RC-цепи ЧД.

В частотных системах АСЧ используются, как правило, однозвенные фильтры нижних частот, передаточная функция которых была получена ранее (см. стр. 36):

$$F(D)=\frac{1}{TD+1}. \qquad (3\text{-}3)$$

Если необходимо учесть инерционность ЧД, то вместо выражения (3-2) следует пользоваться выражением (см. стр. 39).

$$F(D)=\frac{1}{T_1T_2D^2+(T_1+T_2+T_c)D+1}, \qquad (3\text{-}4)$$

где T_c учитывает взаимную связь цепей ЧД (постоянная времени T_1) и RC-фильтра (постоянная времени T_2). В случае, когда связь не учитывается, $T_c=0$. Выходное напряжение фильтра поступает на управитель пропорционального или интегрирующего типа с передаточной функцией

$$W_y = \begin{cases} K_y \text{ — пропорциональный} & \text{(3-5а)} \\ \dfrac{K_{и.у}}{D} \text{ — интегрирующий,} & \text{(3-5б)} \end{cases}$$

так что

$$\Delta f_г = W_y u_y. \tag{3-6}$$

Если необходимо учесть инерционность интегрирующего управителя, то его передаточную функцию следует дополнить множителем $1/(T_{дв}D+1)$.

Для отклонения частоты генератора можно записать:

$$\Delta f_г = f_г - f_{г0}. \tag{3-7}$$

Структурную схему системы АСЧ удобно изображать не для частоты f_c на входе, а для отклонения частоты сигнала Δf_c от некоторого начального (номинального) значения f_{c0}:

$$\Delta f_c = f_c - f_{c0}. \tag{3-8}$$

В качестве f_{c0} удобно принять такое значение частоты сигнала, которое вместе с частотой $f_{г0}$ (соответствующей $u_y=0$) образует переходную частоту f_0, т. е.

$$f_{c0} - f_{г0} = f_0.$$

В этом случае расстройка Δf равна:

$$\Delta f = f - f_0 = f_c - f_г - (f_{c0} - f_{г0}) = \Delta f_c - \Delta f_г. \tag{3-9}$$

Полученные соотношения позволяют построить структурную схему системы АСЧ (рис. 3-1). Расстройка Δf образуется в результате вычитания из Δf_c сигнала $\Delta f_г$ (равенство (3-9)). Согласно равенству (3-1) для получения $u_{ч.д}$ необходимо Δf пропустить через пропорциональное звено с коэффициентом передачи $K_{ч.д}$. Далее следуют звенья $F(D)$ и W_y [равенства (3-3)—(3-5)]. На выходе звена W_y имеет место отклонение частоты генератора $\Delta f_г$, что и позволяет с учетом равенства (3-9) образовать замкнутую петлю регулирования. В этой петле выделены вход Δf_c и выход $\Delta f_г$. Назначение системы состоит в том, чтобы величина $\Delta f_г$ как можно точнее следила за Δf_c ($\Delta f_г$ должно воспроизводить Δf_c).

Приведенное в гл. 1 описание работы системы АСЧ здесь можно пояснить также, пользуясь полученной структурной схемой. Если $\Delta f_г$ не равно Δf_c, то возникает рассогласование (расстройка Δf), которое преобразуется в звеньях $K_{ч.д}$, $F(D)$, W_y так, что $\Delta f_г$ изменяется в сторону уменьшения расстройки Δf. Характерным для системы является наличие линии обратной связи, по которой данные о действительном значении $\Delta f_г$ с выхода подаются на вход, где сравниваются с требуемым значением, т. е. с Δf_c.

Полученная структурная схема полностью отражает преобразования, которые совершаются над входным воздействием Δf_c и сигналом обратной связи $\Delta f_г$ при выполнении следующих условий: отклонения Δf достаточно малы, так что работа осуществляется в пределах линейных участков характеристик ЧД и управителя;

амплитуда сигнала достаточно велика, так что порог ограничения на входе ЧД превышается и $K_{ч.д}$ не зависит от интенсивности входного радиосигнала; полоса УПЧ не оказывает влияния на работу системы АСЧ.

Первые два условия существенны, третье — лишь несколько упрощает рассмотрение задачи.

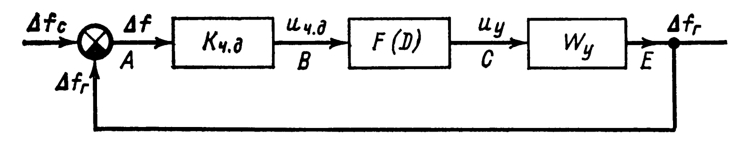


Рис. 3-1.

Каскадное соединение трех звеньев можно заменить одним динамическим звеном с передаточной функцией, равной произведению

$$W(D) = K_{ч.д} F(D) W_{у}. \qquad (3\text{-}10)$$

Оператор W называется передаточной функцией разомкнутой системы *. Она характеризует связь между выходом системы $\Delta f_г$ и рассогласованием Δf:

$$\Delta f_г = W(D) \Delta f. \qquad (3\text{-}11)$$

Нас же интересует соотношение между входным воздействием Δf_c и выходным сигналом $\Delta f_г$ (или расстройкой Δf). Эту связь легко найти. Действительно,

$$\Delta f = \Delta f_c - \Delta f_г.$$

Подставляя сюда вместо $\Delta f_г$ значение из выражения (3-11), получаем

$$\Delta f = \Delta f_c - W \Delta f, \qquad (3\text{-}12)$$

откуда сразу следует

$$\Delta f (1 + W) = \Delta f_c$$

и

$$\Delta f = \frac{1}{1 + W} \Delta f_c \qquad (3\text{-}13)$$

Обозначим

$$\frac{1}{1 + W(D)} = \Phi_{\Delta}(D); \qquad (3\text{-}14)$$

тогда

$$\Delta f = \Phi_{\Delta}(D) \Delta f_c. \qquad (3\text{-}15)$$

Выражения (3-14) и (3-15) позволяют определить изменение расстройки Δf при воздействии Δf_c.

Функцию $\Phi_{\Delta}(D)$ называют иногда передаточной функцией по ошибке, поскольку она определяет связь между расстройкой (ошибкой) Δf и входным воздействием Δf_c. Таким образом, чтобы

---

* Для упрощения записи, как и раньше, обозначение оператора (D) в скобках будет иногда опускаться. Так, например, соотношение (3-10) запишется так: $W = K_{ч.д} F W_{у}$.

найти расстройку, достаточно воздействие $\Delta f_с$ пропустить через фильтр с передаточной функцией $\Phi_\Delta(D)$ (рис. 3-2,*а*).

Найдем связь между $\Delta f_с$ и $\Delta f_г$. Для этого в выражение (3-11) подставим значение Δf из формулы (3-9). Тогда

$$\Delta f_г = W(D)(\Delta f_с - \Delta f_г).$$

Отсюда находим:

$$\Delta f_г = \frac{W(D)}{1+W(D)}\Delta f_с. \tag{3-16}$$

Обозначим

$$\Phi(D) = \frac{W(D)}{1+W(D)}. \tag{3-17}$$

Тогда получим:

$$\Delta f_г = \Phi(D)\Delta f_с, \tag{3-18}$$

что отображается схемой на рис. 3-2,*б*.

Входящий в это выражение оператор $\Phi(D)$ называется передаточной функцией замкнутой системы.

Выражение (3-18) определяет связь между отклонениями частот следящего генератора и сигнала в замкнутой системе АСЧ (т. е. с учетом действия обратной связи).

Формула (3-17) устанавливает соотношение между передаточными функциями замкнутой Φ и разомкнутой W систем. Между Φ_Δ и Φ имеется простая связь

$$\Phi_\Delta = 1 - \Phi, \tag{3-19}$$

в чем легко убедиться непосредственной подстановкой.

Полученные соотношения являются весьма важными. Они носят общий характер, т. е. справедливы для любых структурных схем.

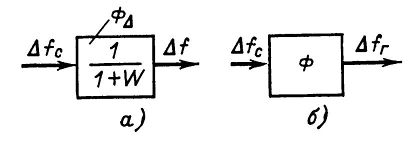


Рис. 3-2.

Заметим, что понятие «выход системы» является до некоторой степени условным. Так, если исследуется отклонение частоты $\Delta f_г$ при изменении частоты сигнала $\Delta f_с$, то выходом следует считать величину $\Delta f_г$ (схема рис. 3-2,*б*). Если же мы интересуемся изменениями расстройки Δf под воздействием сигнала $\Delta f_с$, то замкнутую систему можно рассматривать как фильтр с передаточной функцией Φ_Δ (рис. 3-2,*а*), входом $\Delta f_с$ и выходом Δf. Таким образом, выходом в данном случае следует считать точку *А* системы (см. рис. 3-1).

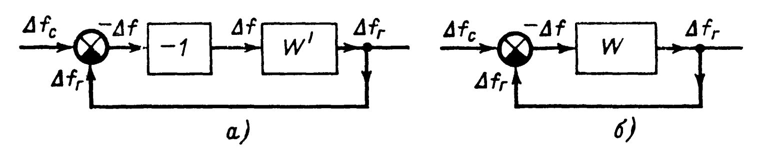


Рис. 3-3.

Если изучается, например, изменение $u_{ч.д}$ или $u_у$ в замкнутой системе, то выходом следует считать точки B или C соответственно, поскольку сигнал можно снимать с каждой из этих точек.

Рассмотрим изменения, которые претерпевает структурная схема при переходе с нижней настройки на верхнюю, т. е. когда $f=f_г-f_с$, а $\Delta f=\Delta f_г-\Delta f_с$. Запишем последнее равенство в виде $\Delta f_с-\Delta f_г=(-1)\Delta f$. Следовательно, для получения Δf разность $\Delta f_с-\Delta f_г$ должна быть предварительно пропущена через пропорциональное звено с коэффициентом передачи -1, т. е. приходим к структурной схеме рис. 3-3,*а*, где передаточная функция W' описывает все элементы системы (ЧД, фильтр и т. п.). Изобразив эту схему в виде рис. 3-3,*б*, где $W=(-1)W'$, приходим к выводу, что сказанное ранее о системе АСЧ с нижней настройкой полностью относится к схеме с верхней настройкой, если только коэффициент передачи функции W' будет иметь отрицательный знак (K, $K_v<0$), хотя в состав W' входят те же элементы, что между точками A и E схемы на рис. 3-1. Правда, теперь в результате вычитания из $\Delta f_с$ величины $\Delta f_г$ образуется не Δf, а $-\Delta f$. Таким образом, единственное отличие структурной схемы с верхней настройкой состоит в отрицательном значении коэффициента передачи. В случае перехода с нижней настройки на верхнюю необходимо лишь изменить на обратный знак коэффициента передачи. Для этого достаточно, например, поменять местами полюса подключения ЧД или изменить полярность выхода любого элемента на противоположную.

3-2. Установившиеся режимы систем АСЧ

Установившиеся режимы наступают после завершения переходных процессов в системе. По отношению к установившимся режимам все автоматические системы принято делить на две группы: статические и астатические. Если в структурной схеме, приведенной к виду рис. 3-1, не содержится интегрирующих звеньев, система будет статической. В этом случае знаменатель передаточной функции $W(D)$ разомкнутой системы не содержит множителя D. При наличии интегрирующих звеньев система будет астатической, причем число интегрирующих звеньев называется порядком астатизма. Знаменатель передаточной функции $W(D)$ разомкнутой астатической системы содержит множитель D в степени, равной порядку астатизма системы (первый, второй и т. д.).

Система АСЧ с пропорциональным управителем частоты не содержит интегрирующих звеньев. Передаточная функция разомкнутой системы с учетом (3-5,а)

$$W(D)=K_{ч.д}K_уF(D) \qquad (3\text{-}20)$$

не имеет сомножителей D в знаменателе, поскольку в $F(D)$ таких сомножителей не содержится. Следовательно, такая система будет статической.

Система АСЧ с интегрирующим управителем содержит один интегратор. Передаточная функция разомкнутой системы в этом случае с учетом (3-5б)

$$W(D)=K_{ч.д}K_{и.д}F(D)/D. \qquad (3\text{-}21)$$

имеет один сомножитель D. Следовательно, система будет астатической с астатизмом первого порядка.

Рассмотрим поведение статической системы в установившемся

режиме при поступлении на вход постоянного входного воздействия $\Delta f_c = \Delta f_{c0}$. Найдем установившееся значение расстройки $\Delta f_{уст}$.

Для этого запишем общее выражение (3-13), подставив значение $W(D)$ из выражения (3-20):

$$\Delta f = \frac{1}{1+W(D)} \Delta f_{c0} = \frac{1}{1+KF(D)} \Delta f_{c0}; \qquad (3\text{-}22)$$

здесь введено обозначение $K = K_{ч.д} K_у$ — величина, которая называется коэффициентом передачи системы.

Чтобы найти установившееся значение Δf, заменим D на $j\omega$ и положим $\omega = 0$ (нулевая частота соответствует постоянному воздействию *, что и характеризует установившийся режим при постоянном Δf_c):

$$\Delta f_{уст} = \left[\frac{1}{1+KF(j\omega)}\right]_{\omega=0} \Delta f_{c0} = \frac{1}{1+K} \Delta f_{c0}, \qquad (3\text{-}23)$$

поскольку $F(0)=1$ [см. формулы (3-3) и (3-4)].

Соотношение (3-23) показывает, что при отклонении частоты сигнала в установившемся режиме в системе возникает остаточная расстройка $\Delta f_{уст}$. Ее величина будет тем меньше, чем больше коэффициент передачи системы K. В теории АСЧ величину $1+K=K_п$ называют коэффициентом автоподстройки. Таким образом, остаточная расстройка пропорциональна отклонению частоты сигнала Δf_{c0} и обратно пропорциональна коэффициенту автоподстройки $K_п$.

Полученное соотношение, естественно, справедливо для системы АСЧ любой сложности, независимо от типа фильтра $F(D)$, если, конечно, она является статической и не содержит интеграторов.

В статической системе отклонение частоты следящего генератора в установившемся режиме при $\Delta f_c = \Delta f_{c0}$ равно:

$$\Delta f_{г\,(уст)} = \Delta f_{c0} - \Delta f_{уст} = \Delta f_{c0} - \frac{1}{1+K} \Delta f_{c0} = \frac{K}{1+K} \Delta f_{c0}.$$

Ясно, что $\Delta f_{г(уст)}$ несколько меньше, чем отклонение частоты Δf_{c0} сигнала, так как $K/(1+K)<1$. Разность $\Delta f_{c0} - \Delta f_{г(уст)}$ и дает $\Delta f_{уст}$.

Наличие остаточной расстройки можно легко объяснить физически. Действительно, для того чтобы при отклонении частоты сигнала Δf_{c0} на входе системы изменить частоту следящего генератора, необходимо, чтобы возникло управляющее напряжение $u_у$, а следовательно, появилось напряжение на выходе ЧД. Последнее будет иметь место только в том случае, когда возникнет расстройка $\Delta f_{уст}$. Таким образом, в установившемся режиме отклонения частоты генератора $\Delta f_{г(уст)}$ будет меньше Δf_{c0} на величину $\Delta f_{уст}$.

Уменьшить остаточную расстройку можно путем увеличения коэффициента K. Но здесь имеются определенные ограничения, препятствующие беспредельному увеличению K. Эти ограничения диктуются требованиями обеспечения устойчивости системы и требуемого качества переходных процессов (см. § 3-4). Практически коэффициент K в большинстве систем имеет порядок 20—50.

---

* Напомним, что здесь и в дальнейших формулах ω есть частота изменения соответствующего частотного отклонения Δf, Δf_c, $\Delta f_г$; равенство $\omega = 0$ соответствует постоянству этих отклонений.

Наличие остаточной расстройки является своего рода недостатком статической системы АСЧ. Во многих случаях практики этот недостаток окупается большой простотой системы.

Перейдем к рассмотрению астатической системы. При отклонении частоты сигнала Δf_{c0} ошибка согласно выражениям (3-13) и (3-21) равна:

$$\Delta f(t)=\frac{1}{1+W(D)}\Delta f_{c0}=\frac{1}{1+\dfrac{K_{ч.д}K_{и.у}FD}{D}}\Delta f_{c0}=\frac{D\Delta f_{c0}}{D+K_vF(D)}; \tag{3-24}$$

здесь $K_v=K_{ч.д}K_{и.у}$ — коэффициент передачи системы, 1/с.

Для установившегося режима положим, как и раньше, $D=j\omega=0$. Тогда, поскольку $F(0)=1$, получим $\Delta f_{уст}=0$. Таким образом, в установившемся режиме при постоянном входном воздействии (отклонении частоты сигнала Δf_{c0}) — астатическая система отрабатывает без ошибки.

Рис. 3-4.

Этому легко дать физическое объяснение. Выходной сигнал интегратора будет постоянным (или, что то же самое, угловая скорость выходного вала двигателя будет равной нулю) в том и только в том случае, когда напряжение $u_у$ на его входе равно нулю. Следовательно, частота генератора будет постоянной, если $u_у=0$, и, следовательно, $u_{ч.д}=0$.

Для того чтобы лучше уяснить свойства астатической системы, рассмотрим установившийся режим в случае, когда на вход системы действует сигнал, частота которого изменяется с постоянной скоростью:

$$\Delta f_c=vt, \tag{3-25}$$

где v — постоянная скорость изменения входного сигнала, Гц/с.

Вначале дадим физическое толкование процессов. Установившийся режим наступит после того, как частота колебаний генератора начнет изменяться с той же постоянной скоростью v, поскольку в противном случае расстройка Δf не будет постоянной. Якорь двигателя будет при этом вращаться с некоторой постоянной угловой скоростью, что возможно только при постоянном напряжении управления $u_у$. Следовательно, $u_{ч.д}$ также должно быть постоянным. Отсюда следует, что в системе появится постоянная установившаяся расстройка $\Delta f_{уст}$, величина которой пропорциональна v. Сказанное поясняется графиками рис. 3-4.

Чем больше v, тем быстрее должен вращаться якорь двигателя, тем больше $u_у$, $u_{ч.д}$ и $\Delta f_{уст}$. С другой стороны, чем больше коэффициент передачи K_v, тем при меньшей расстройке $\Delta f_{уст}$ будет обеспечена необходимая угловая скорость якоря двигателя. Таким образом, из физических соображений следует, что

$$\Delta f_{уст}=v/K_v. \tag{3-26}$$

В системе при постоянной скорости изменения входного сигнала устанавливается постоянная ошибка, значение которой дается формулой (3-26). Иногда эту ошибку называют скоростной, а K_v — коэффициентом передачи системы по скорости или добротностью системы АСЧ.

Выражение (3-26) можно получить математически, подставив в формулу (3-24) вместо Δf_{c0} его значение из (3-25), равное vt, и учтя, что $Dvt = vdt/dt = v$.

Тогда из (3-24) находим:

$$\Delta f = \frac{v}{D + K_v F(D)}.$$

Положив теперь $D = j\omega = 0$, получим: $\Delta f_{уст} = v/K_v$, поскольку $F(0) = 1$.

Ясно, что при постоянной расстройке частота генератора изменяется с той же скоростью v, так что прямые Δf_c и $\Delta f_г$ идут параллельно (рис. 3-4), но вторая проходит несколько ниже (разница равна $\Delta f_{уст}$). Действительно, для отклонения частоты генератора в установившемся режиме получим:

$$\Delta f_г = \Delta f_{г\,(уст)} = \Delta f_c + \Delta f_{уст} = vt + \frac{v}{K_v},$$

откуда следует, что скорость изменения $\Delta f_{г(уст)}$ есть v, поскольку приращение $\Delta f_{г(уст)}$ за единицу времени равно v.

Аналогично можно было бы показать, что при наличии двух интеграторов система АСЧ в установившемся режиме отрабатывает без ошибки сигнал, меняющийся с постоянной скоростью, но имеет постоянную ошибку в случае сигнала, меняющегося с постоянным ускорением.

Относительно установившегося режима в астатической системе необходимо сделать два замечания.

1. Предположим, что имеет место постоянное отклонение частоты сигнала Δf_{c0}. Если в астатической системе используется электронный интегратор (рассмотренный на рис. 52), то спустя достаточно большое время он будет действовать как обычный усилитель с большим коэффициентом передачи $K_{ус}$. Вся система из астатической превратится в статическую с коэффициентом передачи

$$K = K_{ч.д} K_{ус} K_у,$$

где $K_{ус}$ — коэффициент усиления резистивного усилителя (см. стр. 52).

Таким образом, вследствие неидеальности генератора имеет место смена структур: система из астатической переходит в статическую.

Так как значение K велико, то установившаяся ошибка $\Delta f_{уст}$ получается достаточно малой, хотя и отличной от нуля.

2. При использовании в астатической системе двигателя необходимо учитывать, что из-за сухого трения вращение якоря двигателя начинается не с нулевого напряжения управления, а только в тот момент, когда напряжение $u_у$ превзойдет некоторую величину $u_{тр}$, называемую напряжением застоя или трогания. Вследствие этого в системе возникает постоянная ошибка «застоя», величина которой зависит от того, насколько хорошо в конструктивном отношении выполнен интегрирующий двигатель (см. стр. 95).

3-3. Динамические характеристики систем АСЧ

Передаточные функции дают возможность достаточно просто рассмотреть переходные процессы в системах АСЧ, а также найти частотные характеристики этих систем. Ограничимся несколькими важными для практики простыми системами, не требующими для анализа применения сложного математического аппарата. Изучение свойств этих систем будет проведено на основе сведений, приведенных в § 2-2, 2-3.

Статическая система с однозвенным фильтром. В этом случае

$$F(D)=1/(TD+1)$$

и передаточная функция разомкнутой системы

$$W(D)=K/(TD+1), \qquad (3\text{-}27)$$

где $K=K_{ч.д}K_у$ — безразмерный коэффициент передачи.

Найдем передаточную функцию замкнутой системы. Из формулы (3-17) получим:

$$\Phi=\frac{W}{1+W}=\frac{K}{TD+K+1}. \qquad (3\text{-}28)$$

Поделим числитель и знаменатель на $K+1$ и введем обозначения

$$\tau_э=T/(K+1);\ K_э=K/(K+1) \qquad (3\text{-}29)$$

(для $K\gg 1$, $K_э\approx 1$). Тогда

$$\Phi(D)=\frac{K_э}{\tau_э D+1} \qquad (3\text{-}30)$$

и

$$\Delta f_г=\Phi(D)\Delta f_с. \qquad (3\text{-}31)$$

Из этих выражений следует, что по отношению к отклонению частоты сигнала $\Delta f_с$ (если выходом считать отклонения частоты генератора) рассматриваемая система АСЧ описывается инерционным звеном с параметрами $\tau_э$ и $K_э$. Свойства этого звена были рассмотрены раньше (стр. 32—36).

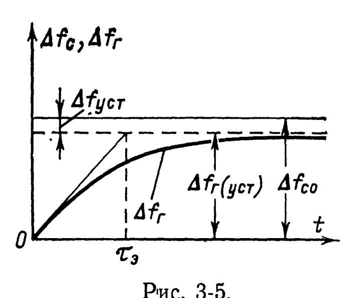


Рис. 3-5.

Если $\Delta f_с$ представляет собой ступенчатое воздействие величины $\Delta f_{с0}$, то $\Delta f_г$ будет изменяться по экспоненте с постоянной времени $\tau_э$. Экспонента стремится к прямой, лежащей на уровне $\Delta f_{г(уст)}=K_э\Delta f_{с0}$, как это изображено на рис. 3-5. Постоянная времени $\tau_э$ экспоненты в $1+K=K_п$ раз меньше постоянной времени T отдельно взятого фильтра. Время установления процессов в инерционном звене, а следовательно, и в системе определится так:

$$t_{уст}=2{,}3\tau_э=\frac{2{,}3T}{1+K}=\frac{2{,}3T}{K_п}. \qquad (3\text{-}32)$$

Отсюда следует, что чем меньше постоянная времени фильтра T и больше коэффициент передачи системы K, тем меньше длитель-

ность переходных процессов. Время установления в отдельно взятом фильтре составляет 2,3T, и поэтому величина $t_{уст}$ в системе в $K_п$ раз меньше, чем в отдельном фильтре. Это нужно помнить, поскольку иногда бытует неправильное мнение, что быстродействие системы определяется только постоянной времени входящего в него фильтра. В действительности, быстродействие в той же самой степени зависит и от K, что является следствием действия обратной связи и характерно для систем регулирования.

Перейдем к рассмотрению частотных характеристик системы АСЧ. Заменяя в выражении (3-30) D на $j\omega$, получаем:

$$\Phi(j\omega) = \frac{K_э}{\tau_э j\omega + 1}. \qquad (3\text{-}33)$$

Из выражения (3-33) находятся амплитудно-частотная и фазочастотная характеристики системы АСЧ. Характеристики инерционного звена были исследованы ранее достаточно подробно (см. стр. 33) и поэтому остановимся на уточнении смысла этих характеристик.

Отметим вначале, что последние относятся к изменениям частотных отклонений $\Delta f_с$ и $\Delta f_г$, т. е. характеризуют прохождение через фильтр меняющегося по гармоническому закону с различной частотой отклонения $\Delta f_с$.

Если величина $\Delta f_с$ изменяется по синусоидальному закону с частотой ω, т. е. имеется частотная модуляция, то отклонение частоты генератора $\Delta f_г$ будет также меняться по синусоидальному закону с той же частотой ω.

Различие состоит в амплитудах (размахе) этих колебаний и в фазовых сдвигах отклонений частоты генератора по отношению к частоте сигнала. Обозначим максимальные отклонения (амплитуды) частот сигнала и генератора $\Delta f_{сm}$ и $\Delta f_{гm}$ соответственно.

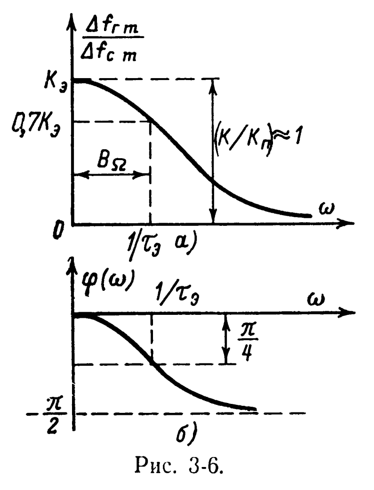


Рис. 3-6.

Если $\Delta f_с$ меняется медленно, т. е. частота ω — мала, то генератор будет успевать следить за частотой сигнала почти без ослабления и отношение $\Delta f_{гm}/\Delta f_{сm}$ будет близко к $K_э$ (рис. 3-6,*а*). По мере роста ω амплитуда (размах) колебаний частоты генератора $\Delta f_{гm}$ уменьшается вследствие инерционности системы, и для очень больших ω значение $\Delta f_{гm}$ близко к нулю: частота генератора не успевает следить за частотой сигнала и остается постоянной. В описанном процессе будет изменяться также фаза отклонения частоты генератора от фазы $\Delta f_с$ начиная с весьма малых значений для низких частот ω до предельных больших значений, стремящихся к $-\pi/2$ для очень высоких ω (рис. 3-6,*б*). При $\omega = 1/\tau_э$ сдвиг фаз составит $-\pi/4$.

Из приведенного рассмотрения следует, что можно говорить о полосе пропускания системы АСЧ по отношению к изменению

частоты сигнала Δf_c, которая в данном случае (для уровня $0{,}7K_э$) составит величину

$$B_\Omega=\frac{1}{\tau_э}=\frac{1}{T/(K+1)}=\frac{K+1}{T}=\frac{K_п}{T};\quad B=\frac{K_п}{2\pi T} \tag{3-34}$$

и будет в $K_п$ раз шире полосы пропускания отдельно взятого RC-фильтра. Последнее соотношение написано на основе равенства (2-10), в котором, естественно, проведена замена T на $\tau_э$. Еще раз отметим, что полоса пропускания системы зависит не только от постоянной фильтра T, но и от коэффициента усиления K системы АСЧ.

Таким образом, система АСЧ способна достаточно точно отслеживать частоты изменения Δf_c в пределах от $\omega=0$ до $\omega=B_\Omega=2\pi B$. Не представляет труда определить ошибку «отслеживания»— динамическую ошибку систем (см. также § 2-3). Из выражения (3-13) для ошибки имеем:

$$\Delta f=\frac{1}{1+W}\Delta f_c=\frac{1}{1+\dfrac{K}{TD+1}}\Delta f_c=$$

$$=\frac{TD+1}{TD+K+1}\Delta f_c=\frac{1}{K_п}\,\frac{TD+1}{\tau_э D+1}\Delta f_c. \tag{3-35}$$

Подставляя вместо D величину $j\omega$, получаем:

$$\Delta f=\frac{1}{K_п}\,\frac{Tj\omega+1}{\tau_э j\omega+1}\Delta f_c.$$

Отсюда находим амплитудно-частотную характеристику системы для ошибки (рис. 3-7), т. е. зависимость от частоты отношения

$$\frac{\Delta f_m}{\Delta f_{cm}}=|\Phi_\Delta(j\omega)|=\frac{1}{K_п}\,\frac{\sqrt{\omega^2T+1}}{\sqrt{\omega^2\tau_э^2+1}}. \tag{3-36}$$

При $\omega=0$, $[\Delta f_m(0)/\Delta f_{cm}(0)]=1/K_п\ll 1$ — ошибка весьма мала (статическая ошибка). По мере роста частоты ω отношение (3-36) возрастает, стремясь к единице. Действительно, для очень больших значений ω можно пренебречь единицами в числителе и знаменателе дроби, откуда и следует, что $[\Delta f_m/\Delta f_{cm}]\to 1$. Это значит, что ошибка полностью равна отклонению частоты сигнала, т. е. ($\Delta f_{rm}=0$). Ошибку можно считать малой в пределах полосы B_Ω.

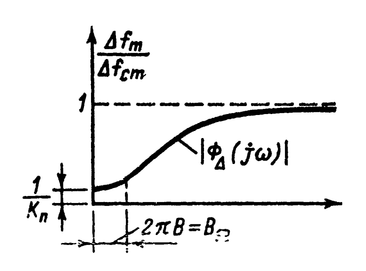


Рис. 3-7.

Система АСЧ с двухзвенным фильтром

К такой системе помимо случаев специального использования двухзвенного фильтра мы приходим при стремлении повысить быстродействие системы АСЧ с однозвенным фильтром путем уменьшения постоянной времени T. В этом случае величина T может

оказаться сравнимой с постоянной времени нагрузочных RC-цепей в ЧД, так что возникает необходимость учитывать оба фильтра.

Передаточная функция двухзвенного RC-фильтра описывается выражением (2-24). Тогда передаточная функция разомкнутой системы

$$W = \frac{K}{T_1 T_2 D^2 + (T_1 + T_2 + T_c) D + 1},$$

а замкнутой системы, [(формулу (3-17)]:

$$\Phi = \frac{K}{T_1 T_2 D^2 + (T_1 + T_2 + T_c) D + 1 + K}, \qquad (3\text{-}37)$$

причем по-прежнему

$$\Delta f_г = \Phi(D) \Delta f_c.$$

Преобразуем выражение (3-37) так, чтобы оно имело стандартную для звена второго порядка форму (2-27). Разделим числитель и знаменатель на $K+1$:

$$\Phi(D) = \frac{K}{K+1} \frac{1}{\frac{T_1 T_2}{K+1} D^2 + \frac{T_1 + T_2 + T_c}{K+1} D + 1}.$$

Введем далее обозначения

$$\left.\begin{aligned} & K_э = \frac{K}{1+K}, \quad \tau = \sqrt{\frac{T_1 T_2}{K+1}}, \quad 2\zeta\tau = \frac{T_1 + T_2 + T_c}{K+1}, \\ & \text{т. е.} \\ & \zeta = \frac{T_1 + T_2 + T_c}{2\sqrt{K+1}\sqrt{T_1 T_2}}. \end{aligned}\right\} \qquad (3\text{-}38)$$

Тогда для $\Phi(D)$ можно записать:

$$\Phi(D) = \frac{K_э}{\tau^2 D^2 + 2\zeta\tau D + 1}. \qquad (3\text{-}39)$$

Таким образом, динамические свойства и замкнутой системы АСЧ с двухзвенным фильтром будут описываться звеном второго порядка с параметрами (3-38). Свойства такого фильтра уже изучены.

Характер переходного процесса (см. рис. 2-29) зависит от величины ζ. Можно считать переходный процесс удовлетворительным, если $\zeta = 0{,}5 \div 0{,}7$. Тогда, приравнивая $\zeta = 0{,}5$, найдем соотношения, связывающие T_1, T_2 и T_c с коэффициентом передачи K:

$$\frac{T_1 + T_2 + T_c}{2\sqrt{K+1}\sqrt{T_1 T_2}} = 0{,}5. \qquad (3\text{-}40)$$

Для того чтобы система оказывала эффектное подстраивающееся действие, коэффициент K должен быть достаточно большим. Положим, например, $K=24$. Тогда из (3-40) получим:

$$\frac{T_1 + T_2 + T_c}{10\sqrt{T_1 T_2}} = 0{,}5. \qquad (3\text{-}41)$$

Будем для простоты считать звенья фильтра не связанными, т. е. примем $T_c = 0$. Тогда выражение (3-41) определит требуемое

соотношение между T_1 и T_2. Легко вычислить, что отношение большей постоянной времени к меньшей (например, T_1 к T_2), при котором равенство удовлетворяется, должно быть больше 20, т. е. одно звено должно иметь значительно меньшую постоянную времени, чем другое. В противном случае процесс будет неудовлетворительным: слишком колебательным. Это означает, например, что при $K=24$ в системе АСЧ следует выбирать постоянную времени фильтра, не менее чем в 20 раз превосходящую постоянную времени нагрузочных RC-цепей в ЧД.

Если принять, что постоянные времени звеньев одинаковы, т. е. $T_1=T_2=T$ (при $K=24$), то из формулы (3-38) получаем:

$$\zeta = \frac{2T}{10\sqrt{T^2}} = 0,2.$$

При $\zeta=0,2$ процесс будет колебательным (см. рис. 2-29).

Интересно найти предельную величину K, при которой обеспечивается удовлетворительная переходная характеристика (соответствующая например, $\zeta=0,5$) при фильтре с одинаковыми звеньями. Для $T_c=0$ из выражения (3-37) получим:

$$\frac{2T}{2\sqrt{K+1}\,T}=0,5,$$

или $K=3$.

Конечно, систему с таким малым коэффициентом передачи нельзя считать достаточно эффективной.

Чтобы сделать окончательные выводы, найдем время установления в системе. Из переходных характеристик звена второго порядка (см. рис. 2-29) следует, что при $\zeta=0,5\div0,7$ время установления $t_{уст}=(4\div5)\tau$.

Из выражения (3-37) легко найти, что

$$t_{уст}=(4\div5)\sqrt{\frac{T_1T_2}{K+1}}.$$

Определим значение $\sqrt{K+1}$ из выражения (3-38) для ζ:

$$\sqrt{K+1}=\frac{T_1+T_2+T_c}{2\zeta\sqrt{T_1T_2}}.$$

Тогда получим:

$$t_{уст}=(4\div5)\frac{2\zeta T_1T_2}{T_1+T_2+T_c}. \qquad (3\text{-}42)$$

Формула (3-42) позволяет сделать интересный вывод: при заданном значении ζ время установления не зависит от коэффициента передачи, а определяется только соотношением постоянных времени фильтра. Так, для рассмотренного ранее случая [$T_c=0$, $(T_1/T_2)=20$, $\zeta=0,5$]

$$t_{уст}=\frac{(4\div5)\,T_1T_2}{T_1+T_2}=(0,2\div0,25)\,T_1.$$

Таким образом, использование фильтра второго порядка приводит к необходимости выбирать отношения постоянных времени звеньев фильтра достаточно большим. Иначе при значительном коэффициенте передачи процесс будет чрезмерно колебательным. По

этим причинам системы АСЧ со специально введенным в нее двухзвенным фильтром используются сравнительно редко. Если же по каким-либо причинам, например с целью повышения быстродействия, в системе с однозвенным фильтром при уменьшении его постоянной времени автоматически образуется система с двухзвенным фильтром, то для улучшения ее динамических свойств в систему вводят специальную корректирующую цепь, например, вместо однозвенного фильтра применяют пропорционально интегрирующий фильтр (стр. 39).

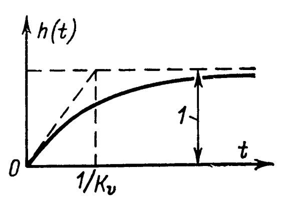


Рис. 3-8.

Рассмотрим вкратце эффект применения этого фильтра. Пусть по некоторым соображениям необходимо уменьшить постоянную времени фильтра T_1 до значения, сравнимого с малой постоянной времени T_2 фильтра ЧД. При этом может возникнуть препятствие, если отношение $a=T_1/T_2$ для выбранного коэффициента передачи упадет ниже допустимого значения $a_{мин}$, при котором переходный процесс будет приемлемым. Установим в систему вместо однозвенного фильтра с постоянной времени T_1 пропорционально интегрирующий фильтр с передаточной функцией (стр. 39) $F_ф=(\tau_1 D+1)/(T_1 D+1)$. Тогда передаточная функция разомкнутой системы будет:

$$W(D)=\frac{K(\tau_1 D+1)}{(T_1 D+1)(T_2 D+1)}.$$

Если выбрать $\tau_1=T_2$, что возможно, так как $T_2<T_1$, то передаточная функция разомкнутой системы

$$W(D)=K/(T_1 D+1);$$

постоянную времени T_1 можно снизить до требуемого значения и тем самым повысить быстродействие системы. Конечно, по-прежнему должно быть $T_1>T_2$.

Ниже (см. стр. 74) мы остановимся на практических ограничениях повышения быстродействия системы АСЧ.

Астатическая система без фильтра

К такой системе мы приходим в случае использования электронного интегратора или малоинерционного двигателя при достаточно малых постоянных времени остальных элементов системы.

Передаточная функция разомкнутой системы

$$W(D)=K_v/D, \tag{3-43}$$

где $K_v=K_{ч.д}K_{и.у}$ — коэффициент передачи системы по скорости.

Передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi=\frac{W}{1+W}=\frac{K_v}{D+K_v}=\frac{1}{\tau D+1}; \tag{3-44}$$

здесь

$$\tau=1/K_v. \tag{3-45}$$

Система описывается инерционным звеном с постоянной времени τ, обратной коэффициенту передачи системы по скорости.

Отсюда следуют все свойства системы. Переходная характеристика — экспонента с постоянной времени $\tau=1/K_v$ (рис. 3-8). Время

установления процессов в системе

$$t_{уст}=2{,}3\tau=2{,}3/K_v. \qquad (3\text{-}46)$$

Полоса пропускания системы [см. (2-10)]

$$B=\frac{1}{2\pi}\frac{1}{\tau}=\frac{K_v}{2\pi};\quad B_\Omega=K_v. \qquad (3\text{-}47)$$

Чем больше коэффициент передачи, тем шире полоса пропускания системы. Отметим, что это положение является общим для всех астатических систем автоматического регулирования.

Рассмотрим передаточную функцию и частотную характеристику системы по ошибке. Имеем:

$$\Phi_\Delta(D)=1-\Phi(D)=1-\frac{1}{\tau D+1}=\frac{\tau D}{\tau D+1}. \qquad (3\text{-}48)$$

Напомним, что этой передаточной функцией определяется расстройка:

$$\Delta f=\Phi_\Delta(D)\,\Delta f_c=\frac{\tau D}{\tau D+1}\,\Delta f_c. \qquad (3\text{-}49)$$

Частотная характеристика системы по ошибке находится подстановкой $j\omega$ вместо D в формулу (3-49):

$$\Phi_\Delta(j\omega)=\frac{j\omega\tau}{j\omega\tau+1}. \qquad (3\text{-}50)$$

Амплитудно-частотная характеристика

$$\Phi_\Delta(\omega)=|\Phi_\Delta(j\omega)|=\frac{\omega\tau}{\sqrt{\omega^2\tau^2+1}} \qquad (3\text{-}51)$$

имеет вид монотонно возрастающей кривой от 0 (при $\omega=0$) до 1 (при $\omega\to\infty$). Частотные характеристики астатической системы АСЧ по форме мало отличаются от соответствующих частотных характеристик статической системы с однозвенным фильтром (рис. 3-6 и 3-7).

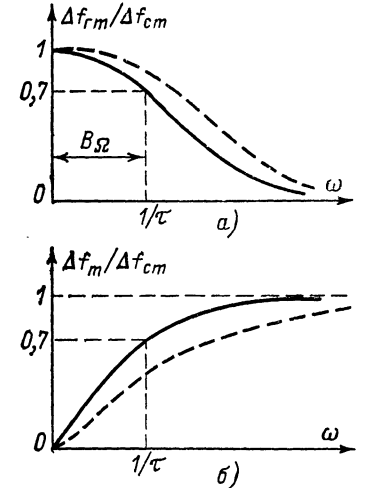


Рис. 3-9.

Проследим, как изменяется характер зависимости амплитуды изменения частоты генератора (рис. 3-9,*а*) и расстройки (рис. 3-9,*б*) от частоты ω отклонения Δf_c. Если Δf_c изменяется достаточно медленно (ω мало), то генератор почти полностью отрабатывает отклонения частоты сигнала ($\Delta f_{гm}/\Delta f_{cm}$ близко к 1), а ошибка системы мала ($\Delta f_m/\Delta f_{cm}\ll 1$). По мере увеличения ω частота генератора отклоняется на все меньшую величину, а расстройка (ошибка) возрастает. Наконец, при очень высокой ω частота генератора почти не изменяется ($\Delta f_{гm}\approx 0$), а расстройка достигает

наибольшего значения $\Delta f_m \approx \Delta f_{cm}$. Увеличение K_v ведет к расширению полосы пропускания, частотные характеристики деформируются, как показано на рис. 3-9 пунктирными линиями.

Астатическая система с фильтром

К такой системе мы приходим в случае использования в качестве исполнительного устройства инерционного двигателя или дополнительного фильтра в системе с малоинерционным двигателем.

Передаточные функции:
разомкнутой системы

$$W(D) = \frac{K_v}{D(TD+1)}; \tag{3-52}$$

замкнутой системы

$$\Phi(D) = \frac{K_v}{D(TD+1)+K_v}. \tag{3-53}$$

Приведем последнее выражение к стандартной форме передаточной функции звена второго порядка, для чего разделим числитель и знаменатель на K_v. Тогда получим:

$$\Phi(D) = \frac{1}{\tau^2 D^2 + 2\zeta\tau D + 1}, \tag{3-54}$$

где

$$\left.\begin{aligned} \tau &= \sqrt{\frac{T}{K_v}}; \\ \zeta &= \frac{1}{2\sqrt{TK_v}}. \end{aligned}\right\} \tag{3-55}$$

Теперь можно сделать необходимые выводы о характере переходных процессов и быстродействии системы. При $\zeta > 1$ процесс будет апериодическим, при $\zeta < 1$ — колебательным. Считая, что ζ должно лежать в пределах 0,5—0,7, из формул (3-55) получим:

$$\left.\begin{aligned} \frac{1}{2\sqrt{TK_v}} &= 0,5 \div 0,7; \\ TK_v &= 0,5 \div 1. \end{aligned}\right\} \tag{3-56}$$

Таким образом, между T и K_v должна быть жесткая связь: чем больше требуемое значение K_v, тем более допустима меньшая инерционность системы. Время установления в системе, как было установлено раньше,

$$t_{уст} = (4 \div 5)\,\tau = (4 \div 5)\sqrt{\frac{T}{K_v}}. \tag{3-57}$$

Подставляя в (3-57) значение T или K_v из (3-56), получим соотношения, определяющие время установления:

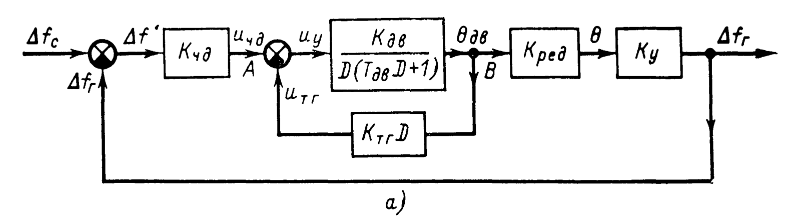
$$t_{уст} = (4 \div 5)/K_v = (4 \div 5)\,T; \tag{3-58}$$

здесь $TK_v = 1$.

Таким образом, параметры системы не могут выбираться произвольно. Например, пусть из условия малой скоростной ошибки фиксировано значение K_v. Тогда величина T однозначно определяется соотношением (3-56), а быстродействие — выражением (3-58). Следовательно, выбор одного параметра определяет все свойства

системы. Такое отсутствие гибкости неудобно, и поэтому в систему регулирования с подобной структурой вводят обычно корректирующие цепи.

Рассмотрим пример. Предположим, что постоянная времени двигателя $T=T_{дв}=0{,}1$с, а требуемое значение $K_v=40$ 1/с (например, из соображений сведения скоростной ошибки к необходимому минимуму). Тогда в системе без коррекции $T_{дв}K_v=4$ и $\zeta=1/(2\sqrt{4})=0{,}25$. Система будет иметь неудовлетворительную переходную характеристику — большую колебательность. Типичный прием улучшения динамических свойств системы состоит в охвате двигателя тахогенераторной отрицательной обратной связью. Соответствующие структурные схемы приведены на рис. 3-10.



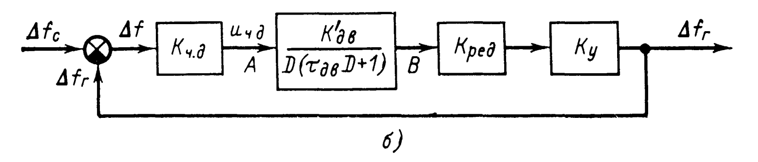


Рис. 3-10.

Якорь двигателя механически сочленяется с тахогенератором. Тахогенератор представляет собой миниатюрный электрический генератор постоянного тока (обычно — с постоянными магнитами), выходное напряжение $u_{тг}$ которого пропорционально числу оборотов его якоря (здесь — якорь двигателя). Выходное напряжение $u_{тг}$ вычитается из напряжения $u_{ч.д}$, снимаемого с ЧД (рис. 3-10,*а*). В этом случае на двигатель поступает напряжение не $u_{ч\,д}$, а

$$u_у=u_{ч.д}-u_{тг}. \quad (3\text{-}59)$$

Таким образом,

$$u_{тг}=K_{тг}\omega_{дв}=K_{тг}D\theta_{дв}; \quad (3\text{-}60)$$

здесь $K_{тг}$ — коэффициент пропорциональности, зависящий от свойств тахогенератора; $\omega_{дв}=D\theta_{дв}$; $\theta_{дв}$ — угловая скорость и угол поворота якоря двигателя соответственно.

Обозначим передаточную функцию двигателя

$$W_{дв}=\frac{K_{дв}}{D(T_{дв}D+1)}, \quad (3\text{-}61)$$

так что

$$\theta_{дв}=W_{дв}(D)u_у. \quad (3\text{-}62)$$

Тогда, подставляя сюда вместо $u_у$ его значение из (3-59) и заменяя далее $u_{тг}$ из (3-60), найдем:

$$\theta_{дв} = W_{дв}(D)(u_{ч.д} - u_{тг}) = $$
$$= W_{дв}(D)[u_{ч.д} - K_{тг}D\theta_{дв}].$$

Отсюда получим:

$$\theta_{дв}[1 + W_{дв}K_{тг}D] = W_{дв}u_{ч.д}$$

или

$$\theta_{дв} = \frac{W_{дв}}{1 + W_{дв}K_{тг}D}. \qquad (3\text{-}63)$$

Подставив вместо $W_{дв}$ его значение из (3-61), найдем:

$$\theta_{дв} = \frac{K_{дв}}{D(T_{дв}D + 1) + K_{дв}K_{тг}D} u_{ч.д} = \frac{K_{дв}}{D(T_{дв}D + 1 + K_{тг}K_{дв})} u_{ч.д}.$$

Поделим левую и правую части на $1 + K_{тг}K_{дв}$, тогда

$$\theta_{дв} = \frac{K'_{дв}}{D(\tau_{дв} + 1)} u_{ч.д}, \qquad (3\text{-}64)$$

где

$$K'_{дв} = \frac{K_{дв}}{1 + K_{тг}K_{дв}}; \quad \tau_{дв} = \frac{T_{дв}}{1 + K_{тг}K_{дв}}. \qquad (3\text{-}65)$$

Из формулы (3-64) следует, что в результате введения тахогенератора между точками A и B (см. рис. 3-9,*а*) оказалось включенным звено, имеющее ту же передаточную функцию двигателя, но с меньшим коэффициентом передачи $K'_{дв}$ и меньшей постоянной времени $\tau_{дв}$. Предположим, что установкой дополнительного усилителя можно скомпенсировать уменьшение коэффициента передачи K_v до прежнего значения, т. е. до требуемой величины $K_v = 40$ 1/с. Тогда структурная схема системы с учетом коррекции будет иметь вид рис. 3-10,*б*. Здесь постоянная двигателя имеет новое, уменьшенное значение. Если принять $\zeta = 0{,}5$, то $\tau_{дв}K_v = 1$ и $\tau_{дв} = (1/K_v) = 1/40$ с, а $1 + K_{тг}K_{дв} = T_{дв}/\tau_{дв} = (0{,}1 \cdot 40/1) = 4$ и $K_{тг} = (4 - 1)/K_{дв} = 3/K_{дв}$. При таком значении $K_{тг}$ обеспечивается $\zeta = 0{,}5$ для $K_v = 40$ 1/с и $T_{дв} = 0{,}1$ с.

3-4. Устойчивость систем АСЧ

Известно, что системы с обратной связью при некоторых условиях могут стать неустойчивыми. Неустойчивая система неработоспособна. При малейшем нарушении равновесного режима, вызванного случайными причинами, такая система под действием внутренних сил начинает удаляться от состояния равновесия. Для систем АСЧ это означает, что, например, при $\Delta f_c = 0$ частота генератора начинает уходить от состояния, которое соответствует равновесному.

Характер ухода может быть различным: апериодическим, колебательным (с нарастающей амплитудой) и т. д. Важно здесь то, что частота генератора становится как бы не управляемой со стороны входа (сигнала Δf_c), и система перестает выполнять свои функции. Следовательно, вопросы устойчивости имеют очень важное практическое значение.

Выясним физические условия возникновения неустойчивых режимов и рассмотрим, как эти условия могут возникать в системах АСЧ. Будем пользоваться хорошо известным понятием самовозбуждения генераторов. Это понятие вполне приложимо к явлению потери устойчивости в автоматических системах. Напомним, что колебания в автогенераторах возникают при условии, когда напряжение обратной связи (например, из анодной цепи лампы или коллекторной цепи транзистора) поступает на вход в сеточную или базовую цепь в фазе с вызвавшим его колебанием и имеет достаточную амплитуду. Величина последней должна быть такая, чтобы колебания после усиления возвращались на вход с большей амплитудой.

То же самое может произойти и в системе АСЧ со структурной схемой рис. 3-1. После прохождения прямой цепи сигнала любая флуктуация расстройки Δf, преобразуясь в $\Delta f_г$, усиливается и смещается по фазе, затем дополнительно поворачивается по фазе на 180° (вычитание $\Delta f_г$ из $\Delta f_с$). Если в результате прохождения всей цепи окажется, что при изменении Δf с некоторой частотой ω сигнал $\Delta f_с$ повернется по фазе на 180°, так что общий фазовый сдвиг составит 2π (360°) и его амплитуда будет превышать исходную, произойдет дальнейшее увеличение амплитуды колебаний расстройки. После следующего цикла будет иметь место дальнейший рост амплитуды колебаний Δf и т. д. Процесс будет нарастать, и система потеряет устойчивость, т. е. перейдет в режим самовозбуждения. Таким образом, для потери устойчивости требуется, чтобы существовала частота ω (ее можно назвать «критической»), для которой коэффициент передачи по цепи регулирования больше единицы при изменении фазы (в результате прохождения этой цепи) на 180°. Дополнительный поворот фазы на 180° происходит при вычитании $\Delta f_г$ из $\Delta f_с=0$. Этим мы в приблизительных выражениях сформулировали один из критериев устойчивости систем автоматического регулирования — правило, с помощью которого можно установить, будет ли данная система устойчива.

Во всех рассмотренных системах поворот фазы на 180° в прямой цепи ни на какой конечной частоте не достигается. Поэтому все они устойчивы. Тем не менее вопросам устойчивости необходимо уделить определенное внимание. Структурные схемы описанных систем являются приближенными, не учитывающими «малые инерционности». В первую очередь это относится к селективному усилителю (УПЧ), влиянием инерционности фильтров которого мы пренебрегли. Кроме того, система АСЧ может содержать дополнительные усилители полоса пропускания которых хотя и велика, но конечна.

Пренебрежение инерционностью всех этих элементов вполне законно и допустимо до определенных пределов, пока коэффициент усиления системы (K или K_v) будет не очень большим. Действительно, поворот фазы, обусловленный влиянием указанных инерционностей, может значительно превышать 180° и поэтому всегда найдется такая «критическая» частота, при которой общий фазовый сдвиг в цепи составит 180° (с учетом вычитания $\Delta f_г$ и $\Delta f_с$—360°). Если коэффициент передачи увеличивать, то неминуемо наступит положение, когда коэффициент передачи для этой частоты достигнет единицы и система станет неустойчивой.

В общем случае влияние «малых инерционностей» будет тем существеннеи, чем выше быстродействие системы. Именно их влиянием и ограничивается быстродействие. Можно сказать иначе: поте-

ря устойчивости создает предел увеличению быстродействия реальных систем.

Рассмотрим это на примере статической системы АСЧ с однозвенным фильтром. Увеличение быстродействия достигается путем увеличения величины K и уменьшения T — постоянной времени фильтра (см. стр. 64). При учете «малых инерционностей» появится критическая частота, на которой суммарный фазовый сдвиг достигнет 180°. Пока K невелико, общее усиление на этой частоте значительно меньше единицы, и опасность потери устойчивости отсутствует. Увеличение величины K приводит к росту усиления на всех частотах и, в частности, на критической частоте. При некотором значении $K=K_{кр}$ усиление на критической частоте достигнет единицы и система потеряет устойчивость. Значение $K_{кр}$ будет тем выше, чем сильнее различие между величиной T и постоянными времени «малых инерционностей». Стремление увеличить быстродействие системы путем снижения постоянной времени T фильтра приводит ко все большему влиянию малых инерционностей. Таким образом, мы вынуждены выбирать значение T достаточно большим, чтобы ослабить или даже исключить влияние малых инерционностей. В случае, когда значение T достаточно велико, выводы и заключения, сделанные ранее, будут справедливыми.

Приведем числовой пример. Предположим, что в системе с однозвенным фильтром с постоянной времени $T=0{,}1$ с «малые инерционности» можно учесть путем введения двух дополнительных инерционных звеньев с постоянным времени $T_{м1}$ и $T_{м2}$. Расчеты показывают, что если $T_{м}=0{,}01$ с, а $T_{м2}=0{,}001$ с, то критический коэффициент усиления $K_{кр}$ составит 122. Пусть с целью увеличения быстродействия T уменьшено в 5 раз, т. е. $T=0{,}02$ с. Тогда $K_{кр}$ сразу снижается до значения 33,5. Дальнейшее уменьшение T приводит к еще меньшим $K_{кр}$. Так, при $T=0{,}01$ с $K_{кр}=12{,}2$. Отметим, что изменение малых постоянных времени также существенно влияет на величину $K_{кр}$. Так, увеличение $T_{м2}$ с 0,001 до 0,05 с снижает $K_{кр}$ со значения 122 до 34,5, т. е. в 3,5 раза. Если бы такое же изменение $T_{м2}$ произошло при $T=0{,}5$ с, то $K_{кр}$ упало бы от 550 до 154, т. е. примерно во столько же раз, хотя само значение $K_{кр}$ стало, конечно, выше.

Ясно, что в статической системе с двухзвенным фильтром влияние малых инерционностей значительно существенней, чем в системе с однозвенным фильтром в силу того, что при добавлении второго звена фазовый сдвиг становится значительно большим, чем в однозвенном.

Аналогичные рассуждения о потере устойчивости при стремлении неограниченно увеличить быстродействие, конечно, можно провести и для астатических систем.

Отметим, что по мере приближения к неустойчивому состоянию система АСЧ делается все более и более «колебательной». Следовательно, система становится практически неработоспособной задолго до того, как она теряет устойчивость. Поэтому для того, чтобы система нормально функционировала она должна иметь определенный «запас устойчивости». Это понятие имеет строгое определение. Здесь достаточно интуитивного представления о запасе устойчивости, как о степени удаленности системы от неустойчивого состояния.

Имеются эффективные методы учета влияния малых параметров. Один из них заключается в том, что эффект влияния УПЧ или селективного усилителя сводят к общему временному запаздыванию сигнала при прохождении через этот усилитель. Это означает, что

запаздывание по фазе для каждой частоты пропорционально данной частоте.

Другой способ состоит в прямом учете инерционности УПЧ, который для расстроек эквивалентен низкочастотному фильтру. Частотная характеристика такого фильтра повторяет ветвь характеристики УПЧ, лежащую правее центральной частоты. При этом центральная частота переходит в нулевую частоту низкочастотного эквивалента. Чем круче срезы амплитудно-частотной характеристики УПЧ, тем более высокого порядка передаточными функциями описывается низкочастотный эквивалент фильтра, что в общем случае соответствует большим фазовым сдвигам для частот, лежащих в области среза частотной характеристики.

Влияние УПЧ на устойчивость приходится учитывать в случае, если УПЧ является сравнительно узкополосным и инерционности фильтров ЧД и УПЧ сравнимы между собой. С такими условиями мы чаще всего сталкиваемся при использовании системы АСЧ в качестве демодулятора ЧМ колебаний (см. стр. 99).

3-5. Точность систем АСЧ

Система АСЧ предназначена для того, чтобы обеспечить неизменное значение разностной частоты $f = f_с - f_г$ независимо от того, как меняется частота сигнала и несмотря на влияние различных мешающих факторов. Это будет достигнуто в том случае, если изменения частоты генератора $f_г$ будут в точности повторять изменения частоты $f_с$ или когда в системе обеспечивается точное слежение частоты $f_г$ за $f_с$. При этом разность

$$\Delta f = \Delta f_с - \Delta f_г \tag{3-66}$$

должна поддерживаться как можно более близкой к нулю.

Та же задача обеспечения постоянства частоты f и противодействия влияния возмущений стоит и в случае автоматической стабилизации частоты, т. е. когда частота $f_с$ постоянна.

Точность системы АСЧ оценивается тем, насколько отличается Δf от нуля. Следовательно, отличие Δf от нуля является характеристикой (мерой) точности.

Отличие Δf от нуля обусловлено разнообразными факторами (воздействиями), которые можно разделить на задающие (отклонение частоты сигнала $\Delta f_с$) и мешающие (возмущения). Задающее воздействие не может быть идеально точно воспроизведено вследствие того, что полоса пропускания системы не бесконечно велика. Возникающая при этом ошибка называется динамической. Она определяется выражением (3-15) $\Delta f = \Delta f_д = \Phi_\Delta(D)\Delta f_с$. Остальные воздействия являются мешающими (помехами).

Если задающее воздействие должно возможно точнее воспроизводиться системой, то мешающие должны быть в наибольшей степени ослаблены, подавлены ею.

Для систем АСЧ характерны следующие мешающие воздействия:

шумы, проникающие на вход радиоприемного устройства вместе с сигналом; складываясь с напряжением сигнала $u_с$, шумовое напряжение $u_ш$ вызывает модуляцию сигнала по частоте (или фазе); модуляция должна подавляться системой АСЧ, т. е. генератор не должен на нее реагировать;

уход частоты генератора $\Delta f_{п\ г}$, обусловленный влиянием различных дестабилизирующих факторов (изменением температуры, влажности, давления; нестабильностью источников питания генератора и т. д.);

уход переходной частоты дискриминатора $\Delta f_{п\ д}$, обусловленный теми же дестабилизирующими факторами. Отклонение частоты генератора при этом не должно иметь места, т. е. не должно воспроизводиться системой АСЧ.

Определим зависимость ошибок, обусловленных влиянием указанных воздействий, от параметров системы. Это поможет установить, как следует выбирать параметры системы, чтобы общая ошибка, обусловленная всеми воздействиями, была возможно малой, а точность системы — наибольшей. Заметим, что задача выбора параметров, а при более общей постановке и структуры с целью обеспечения наилучших в определенном смысле показателей работы системы называется оптимизацией. Для ее решения необходимо заранее задаться критерием, по которому оптимизируется система, а также характеристиками воздействий. Поскольку воздействия по своей природе большей частью является случайными, их анализ требует использования довольно сложного математического аппарата.

Ограничимся рассмотрением качественной картины явлений и описанием общих закономерностей, основываясь на физических представлениях и известных понятиях. К ним относятся: энергетическая полоса радиоприемника, широкополосный шум, зависимость уровня шума от энергетической полосы и т. п.

Опираясь на интуитивные представления, напомним некоторые положения, встречающиеся в технике радиоприема. Известно, что если коэффициент усиления достаточно велик, то при отсутствии сигнала на входе радиоприемника на выходе имеется шумовое напряжение. Оно обусловлено усилением собственных тепловых шумов, создаваемых элементами первых каскадов радиоприемного устройства, а также шумов, поступающих из антенны. Эти шумы широкополосны, т. е. их интенсивность остается почти неизменной в полосе приемника при его постройке в очень широком диапазоне частот. Шум, обладающий таким свойством, называют «белым»*. Интенсивность шумов характеризуют величиной мощности, приходящейся на единицу частотного диапазона (количество ватт на герц). Эту величину N называют спектральной плотностью, Вт/Гц. Для белого шума N постоянно в широком частотном диапазоне: $N=N_0=\text{const}$. При наличии входного сигнала приемник усиливает как полезные колебания, так и шумы.

Будем для простоты считать сопротивления на входе и выходе приемника (до детектора) активными и равными единице (1 Ом).

Если частотная характеристика приемника, т. е. зависимость коэффициента усиления $K_{пр}$ каскадов УПЧ от частоты, имеет вид прямоугольника с полосой $П$, то все составляющие шумов в пределах этой полосы усиливаются одинаково и суммарная мощность шума на выходе (до детектора)

$$P_{вых}=K^2_{пр}NП. \qquad (3\text{-}67)$$

Коэффициент усиления приемника по напряжению $K_{пр}$ входит в формулу (3-67) во второй степени, поскольку соотношение написа-

* Читателю, вероятно, известно происхождение этого названия. Оно связано с особенностями спектрального состава белого света.

но для мощности. Важно хорошо уяснить смысл формулы (3-67) и уточнить, как изменится выражение для $P_{вых}$ в случае, когда частотная характеристика имеет форму, отличающуюся от прямоугольника.

На рис. 3-11, *а* изображена зависимость квадрата коэффициента усиления $K^2_{пр}$ от частоты. Ясно, что мощность выходных шумов в этом случае на различных участках частотного диапазона неодинакова.

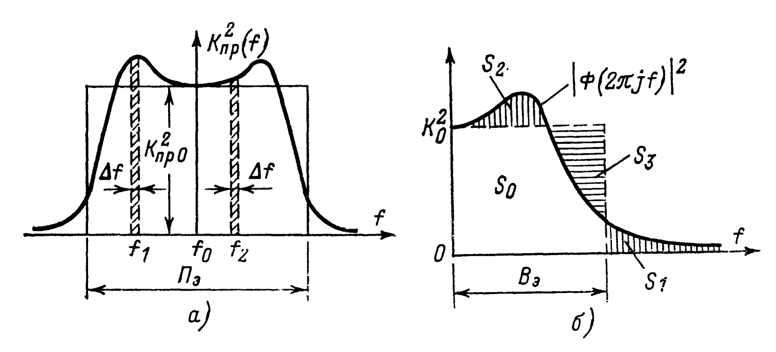


Рис. 3-11.

кова. Выделим у частоты f_1 участок столь небольшой ширины Δf, что в его пределах $K^2_{пр}$ можно считать постоянным. Тогда «вклад» шумов на выходе с этого участка составит величину

$$\Delta P_1 = K^2_{пр}(f_1)\,\Delta f N_0 = N_0 \Delta S_1,$$

где ΔS_1 — площадь элементарного прямоугольника:

$$\Delta S_1 = K^2_{пр}(f_1)\,\Delta f.$$

Величина ΔP_1 будет больше, чем «вклад» мощности от участка такой же ширины на частоте f_2:

$$\Delta P_2 = K^2_{пр}(f_2)\,\Delta f N_0 = N_0 \Delta S_2.$$

Общая мощность от всех участков под кривой $K^2_{пр}(f)$ найдется как сумма всех величин ΔP и будет равна:

$$P_{вых} = \Sigma \Delta P = N_0 S, \qquad (3\text{-}68)$$

где S — суммарная площадь под кривой.

Обозначим коэффициент усиления приемника на центральной частоте УПЧ $f = f_0$ через $K_{пр0}$.

Построим прямоугольник с высотой $K^2_{пр0}$ и площадью, равновеликой площади S под кривой $K^2_{пр}(f)$. Тогда общая мощность шумов на выходе может быть записана так:

$$P_{вых} = N_0 K^2_{пр0} П_э; \qquad (3\text{-}69)$$

здесь $П_э$ — ширина указанного прямоугольника, называемая эквивалентной энергетической полосой приемника.

Эквивалентная полоса приемника есть ширина прямоугольника высотой $K^2_{пр0}$ и площадью, равновеликой площади под кривой $K^2_{пр}(f)$. Ясно, что $П_э$ совпадает с $П$ для случая частотной характеристики УПЧ прямоугольной формы. Для обычно используемых многоконтурных УПЧ эквивалентная полоса близка к полосе на уровне 0,7 (несколько больше ее). Сравнивая выражения (3-68) и (3-69), получаем:

$$N_0 K^2_{пр0} П_э = S N_0 = P_{вых}$$

или

$$П_э = \frac{P_{вых}}{N_0 K^2_{пр0}} = \frac{S}{K^2_{пр0}}. \qquad (3\text{-}70)$$

При $N_0 = 1 \left[\frac{Вт}{Гц}\right]$ $П_э = P_{вых}/K^2_{пр0}$.

Величину $П_э$ можно трактовать как мощность шума на выходе приемника (до детектора), если на вход подан «белый» шум единичной спектральной плотности $N_0=1$, отнесенную к квадрату усиления на частоте f_0.

Если мощность шума $P_{вых}$, то эффективное напряжение шума $u_{ш(эф)}$ пропорционально $\sqrt{P_{вых}}$, следовательно, $u_{ш(эф)} \equiv \sqrt{П_э}$ (для выходного сопротивления 1 Ом, $u_{ш(эф)} = \sqrt{P_{вых}}$).

Все рассмотренные понятия можно полностью применить и к системам АСЧ, поскольку по отношению к частоте такую систему можно трактовать как фильтр с частотной характеристикой, полученной из передаточной функции замкнутой системы заменой D на $j\omega$ (см. § 3-1).

Некоторое отличие состоит в том, что амплитудно-частотная характеристика системы (см. рис. 3-6) располагается вправо от частоты $\omega=0$ и не имеет оси симметрии, подобной оси на частоте $f=f_0$ на рис. 3-11,*а*. Поэтому эквивалентная полоса отсчитывается от $f=0$, и вместо коэффициента $K^2_{пр0}$ берется квадрат коэффициента передачи K^2_0 на частоте $f=0$. В отличие от «двусторонней» полосы введем вместо $П_э$ новое обозначение $B_э$, подобно тому как раньше полоса системы была обозначена через B. Эквивалентной полосой $B_э$ системы АСЧ будем называть ширину прямоугольника с высотой K^2_0 и площадью, равновеликой площади под кривой $|\Phi(j\omega)|^2 = |\Phi(j2\pi f)|^2$—квадратом амплитудно-частотной характеристики замкнутой системы. Это иллюстрируется рис. 3-11,*б*, где площади со штриховкой, имеющей различный наклон, равновелики, т. е. $s_3=s_1+s_2$, а площадь под кривой есть $s=s_0+s_1+s_2$. Напомним, что для статической системы $K_0=K/(1+K)$, а для астатической $K_0=1$.

Следовательно, подобно формуле (3-70), можно записать:

$$B_э = S/K^2_0, \qquad (3\text{-}71)$$

где S — площадь под кривой $|\Phi(j\omega)|^2$.

Будем считать, что на вход структурной схемы рис. 3-1 или 3-10 поступает широкополосный («белый») шум, но этот шум «ча-

стотный». Это означает, что происходят отклонения частоты, имеющие нерегулярный, случайный характер. При этом интенсивность частотных отклонений не зависит от частоты, с которой они происходят, т. е. будут одинаковыми для любой частоты в пределах полосы $B_э$.

Обозначим спектральную плотность шума G_0, Гц²/Гц=Гц. Тогда мощность частотного шума на выходе при эквивалентной полосе $B_э$

$$P_ш = G_0 B_э K_0^2, \tag{3-72}$$

где $K_0 \approx 1$ — коэффициент передачи системы АСЧ на частоте $f=0$. Величина $P_ш$ имеет размерность квадрата единиц физической величины на выходе системы. Для системы АСЧ размерность $P_ш$—[Гц]².

Эффективная величина «частотного» шума на выходе равна корню квадратному из $P_ш$:

$$\Delta f_{ш(эф)} = \sqrt{P_ш} = K_0 \sqrt{G_0 B_э}. \tag{3-73}$$

Эффективное значение шума на выходе системы АСЧ при равномерной спектральной плотности частотных шумов на входе пропорционально квадратному корню из эквивалентной полосы.

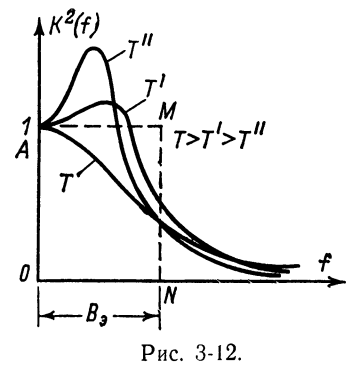


Рис. 3-12.

Последняя полностью определяется частотной характеристикой фильтра или системы, представленной в виде эквивалентного фильтра. Для нахождения $B_э$ определяется площадь S под кривой $|\Phi(j\omega)|^2$, и эта величина делится на K^2_0.

В таблице 1 приведены значения эквивалентной полосы $B_э$ для некоторых наиболее часто встречающихся динамических звеньев (фильтров) и систем, представленных передаточными функциями $W(D)$ и $\Phi(D) = W(D)/[1+W(D)]$. Интересно отметить, что эквивалентные полосы простейших статической и астатической систем (четвертая и пятая строки) отличаются от полос замкнутых систем B, отсчитанных на уровне 0,7, формулы (3-34) и (3-47), лишь коэффициентами (1/4 вместо 1/2π). Как следует из табл. 1, эквивалентная полоса астатической системы с однозвенным фильтром равна $K_v/4$ и не зависит от постоянной времени T фильтра. Это объясняется деформацией амплитудно-частотной характеристики, как показано на рис. 3-12, где по оси ординат отложена величина $K^2(f) = |\Phi(j2\pi f)|^2$.

При увеличении T (и постоянном K_v) параметр $\zeta = 1/(2\sqrt{TK_v})$ эквивалентного динамического звена второго порядка убывает и кривые с ростом T деформируются [см. (3-55)]: поднимаются вверх и втягиваются внутрь прямоугольника $OAMN$. Деформация происходит так, что для любой из кривых площадь участка, отсеченного кривой от прямоугольника (заштрихованного на рис. 3-11,б горизонтально), равна сумме площадей участков под кривой, расположенных вне прямоугольника (заштрихованных на рис. 3-11,б вертикально). Это и означает постоянство эквивалентной полосы для любого значения T.

Перейдем к рассмотрению точности систем АСЧ. Прежде всего охарактеризуем воздействия на систему АСЧ.

Задающее воздействие. Задающим воздействием является отклонение частоты сигнала Δf_c. Характер задающего воздействия зависит от назначения и условий применения системы; в частности, Δf_c может быть случайным. Например, в допплеровских системах, описанных в гл. 1, Δf_c — это шум, расположенный в довольно узком диапазоне частот. Во многих случаях задающее воздействие можно

Таблица 1

Передаточная функция звена (разомкнутой системы)	Передаточная функция замкнутой системы	Эквивалентная полоса
K	—	∞
$W(D)=\frac{K}{TD+1}$	—	$\frac{1}{4T}$
$W(D)=\frac{K}{T^2D^2+2\zeta TD+1}$	—	$\frac{1}{8\zeta T}$
$W(D)=\frac{K}{TD+1}$	$\Phi(D)=\frac{K}{TD+K+1}$	$\frac{K+1}{4T}$
$W(D)=\frac{K_v}{D}$	$\Phi(D)=\frac{K_v}{D+K_v}$	$\frac{K_v}{4}$
$W(D)=\frac{K_v}{D(TD+1)}$	$\Phi(D)=\frac{K_v}{D(TD+1)+K_v}$	$\frac{K_v}{4}$
$W(D)=\frac{K}{(T_1D+1)(T_2D+1)}$	$\Phi(D)=\frac{K}{(T_1D+1)(T_2D+1)+K}$	$\frac{K+1}{4(T_1+T_2)}$
$W(D)=\frac{K(T_к D+1)}{D(T_1D+1)\times(T_2D+1)}$	$\Phi(D)=\frac{K(T_к D+1)}{D(T_1D+1)(T_2D+1)+K(T_к D+1)}$	$\frac{T_к^2K+T_1+T_2}{4(T_1+T_2+T_к-KT_1T_2)}$

приближенно описать простыми функциями времени. С другой стороны, рассмотрение реакции системы на типовые воздействия Δf_c позволяет получить представление о ее работоспособности в различных условиях и об общих свойствах системы АСЧ.

Ранее было рассмотрено поведение статической системы под воздействием постоянного отклонения частоты и астатической системы под воздействием частоты, меняющейся по линейному закону, и найдены ошибки системы при этих воздействиях. Очень важно знать, как реагирует система на синусоидальное воздействие $\Delta f_c = \Delta f_{cm} \sin \Omega t$, т. е. уметь определять ошибку системы, вызванную частотно-модулированным сигналом.

Шум, действующий на входе приемника. Предположим, что на входе радиоприемника вместе с сигналом имеется широкополосный («белый») шум со спектральной плотностью $N_{вх}$. Это может быть также внутренний шум приемника.

Будем считать уровень шума достаточно малым по сравнению с сигналом.

В результате преобразования частоты в смесителе происходит перенос сигнала и шума на разностную частоту $f=f_с-f_г\approx f_0$, так что на входе ЧД имеется сигнал с амплитудой U_0 и равномерный шум со спектральной плотностью $N_0=K^2_{пр}N_{вх}$, где $K_{пр}$ — коэффициент усиления приемника. Приближенно шум можно считать состоящим из бесконечной совокупности составляющих, равномерно распределенных по частоте в пределах полосы $П$ УПЧ с прямоугольной частотной характеристикой.

Рассмотрим взаимодействие составляющей шума с амплитудой $u_ш$ и частотой, отстоящей от разностной частоты f_0 на величину $\Delta f_ш$. В результате сложения векторов $\mathbf{U}_0$ и $\mathbf{u}_ш$ образуется результирующий вектор $\mathbf{U}_{рез}$, который меняет свою длину и фазовый угол $\varphi_ш$ относительно вектора $\mathbf{U}_0$. Это показано на векторной диаграмме на рис. 3-13, построенной для двух мгновенных положений *1* и *2* вектора шума. Изменение амплитуды (длины) мы учитывать не будем, поскольку перед ЧД имеется ограничитель. Изменения фазы и, следовательно, частоты в результате прохождения через ЧД преобразуются в напряжение, которое носит флуктуационный (шумовой) характер. Найдем спектральную плотность этого напряжения, основываясь на физических представлениях.

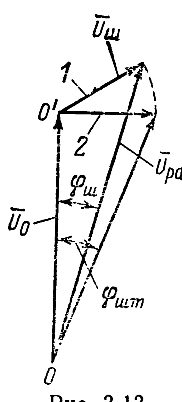


Рис. 3-13.

В результате вращения вектора $\mathbf{u}_ш$ вокруг вектора $\mathbf{U}_0$ с частотой $\Delta f_ш$ фаза $\varphi_ш$ будет меняться (при малом уровне шума) по закону $\delta\varphi_ш(t)=\delta\varphi_{шm}\sin(2\pi\Delta f_ш)t$. Максимальное отклонение фазы $\varphi_{шm}$, вызванное составляющей шума $u_ш$ на выходе ЧД, достигается, когда вектор $\mathbf{u}_ш$ перпендикулярен вектору $\mathbf{U}_0$ (положение *2* на рис. 2-13), и для малого уровня шума можно записать $\varphi_{шm}\approx$ $\approx \operatorname{tg}\varphi_{шm}=u_ш/U_0$. Изменение частоты, обусловленное приращением фазы $\delta\varphi_ш$, можно подсчитать, учитывая соотношение (2-54) между частотой и фазой, которое в данном случае запишется так:

$$\Delta\omega = D\varphi_ш = \frac{d}{dt}\varphi_{шm}\sin(2\pi\Delta f_ш)\,t.$$

Выполнив операцию дифференцирования, получим:

$$\Delta\omega=\varphi_{шm}2\pi\Delta f_ш\cos(2\pi\Delta f_ш)\,t.$$

Следовательно, максимальная девиация круговой частоты, обусловленная рассматриваемой компонентой шума, $\Delta\omega_{дm}=(2\pi\Delta f_ш)\varphi_{шm}$. Для циклической частоты соответственно получаем:

$$\Delta f_{дm}=\varphi_{шm}\Delta f_ш=(u_ш/U_0)\,\Delta f_ш.$$

Интенсивность этой составляющей на выходе ЧД будет равна:

$$\Delta u_п = K_{ч.д}\frac{u_ш}{U_0}\Delta f_ш, \qquad (3\text{-}74)$$

т. е. уровень шумового напряжения будет тем выше, чем больше $\Delta f_ш$ или чем дальше данная составляющая отстоит от f_0.

Приходим к известному факту: равномерный амплитудный шум преобразуется частотным детектором в шум с треугольным спектром.

Теперь, пользуясь формулой (3-74), можно записать выражение для спектральной плотности шума на выходе ЧД, т. е. для мощности шума, приходящегося на единицу полосы:

$$G_{п} = \frac{N}{U_0^2} \Delta f_{ш}^2.$$

Здесь вместо $u_{ш}$, которое было в формуле (3-74), имеется спектральная плотность $N = N_{вх} K^2_{пр}$ на входе ЧД, а остальные члены формулы (3-74) возведены в квадрат. Изменив обозначение для отклонения частоты $\Delta f_{ш}$ на f, получим окончательно:

$$G_{п} = \frac{N_0}{U_0^2} K_{пр}^2 f^2; \qquad (3\text{-}75)$$

здесь f — частота в выражении для спектральной плотности, подобно Δf она меняется от 0 до $П/2$.

Таким образом, пользуясь физическими представлениями, мы нашли, что шум, действующий на входе приемника (внешняя помеха или внутренний шум), в результате прохождения через УПЧ и ЧД образует на выходе ЧД шумовое напряжение, которое обозначим через $u_{п}$, со спектральной плотностью, выражаемой формулой (3-75).

Уходы переходной частоты дискриминатора $\Delta f_{п.д}$ будем считать весьма медленными, поскольку они обусловлены в основном уходом температуры, давления и т. п. При вычислении ошибки эту величину можно приближенно считать постоянной: $\Delta f_{п.д} = \Delta f_{п.д0} = \text{const}$.

Нестабильность частоты генератора $\Delta f_{п.г}$ включает две составляющих. Первую ($\Delta f_{п.г0}$), обусловленную медленными изменениями внешних условий или уходом напряжений источников питания, можно считать постоянной. Вторую ($\Delta f_{п.г(фл)}$), вызванную пульсациями напряжений и другими случайными причинами, можно считать достаточно широкополосным «частотным» шумом и приближенно заменить белым шумом с некоторой спектральной плотностью по частоте $G_{п.г}$, т. е.

$$\Delta f_{п.г} = \Delta f_{п.г0} + \Delta f_{п.г(фл)}.$$

Для того чтобы найти, к каким отклонениям частоты приводят перечисленные воздействия, изобразим структурную схему системы АСЧ с учетом влияния этих воздействий (рис. 3-14).

Напряжение $u_{п}$, обусловленное действием шума на входе радиоприемника, приложено к выходу ЧД. Нестабильность переходной частоты дискриминатора учтена возмущением $\Delta f_{п.д0}$ на входе звена ЧД. Наконец, нестабильность частоты генератора, — возмущением $\Delta f_{п.г}$, которое приложено на выходе последнего звена $W_{у}$. Сигнал $\Delta f_{с}$ воздействует на вход системы. Необходимо найти, какова величина расстройки Δf, обусловленная всеми воздействиями, т. е. какова ошибка системы.

Отметим, что в теории автоматического управления Δf называется ошибкой воспроизведения.

Анализ можно провести тем же способом, каким раньше находились передаточные функции системы.

Величина Δf есть разность между $\Delta f_с$ и $\Delta f_г$:

$$\Delta f = \Delta f_с - \Delta f_г. \qquad (3\text{-}76)$$

Но $\Delta f_г$ образуется в результате того, что: а) Δf проходит через звенья $K_{ч\,д}$, $F(D)$, $W_у$, что дает составляющую $K_{ч\,д} F(D) W_у \Delta f = W \Delta f$; б) $\Delta f_{п.до}$ проходит те же звенья, что и Δf, и дает составляющую $W \Delta f_{п.до}$; в) $u_п$ проходит через звенья $F(D)$, $W_у$ и дает составляющую $F(D) W_у u_п$; г) наконец, воздействие $\Delta f_{п.г}$ приложено к выходу и добавляется к $\Delta f_г$.

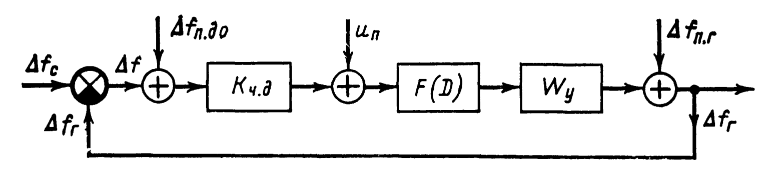


Рис. 3-14.

Таким образом, величина отклонения частоты генератора равна сумме найденных составляющих:

$$\Delta f_г = W \Delta f + W \Delta f_{п.до} + F W_у u_п + \Delta f_{п.г}.$$

Это значение $\Delta f_г$ подставим в формулу (3-76). Тогда

$$\Delta f = \Delta f_с - W \Delta f - W \Delta f_{п.до} - F W_у u_п - \Delta f_{п.г}.$$

Отсюда сразу получаем общее выражение для ошибки в системе:

$$\Delta f = \frac{1}{1+W} \Delta f_с - \frac{W}{1+W} \Delta f_{п.до} - \frac{1}{1+W} F W_у u_п - \frac{1}{1+W} \Delta f_{п.г}. \qquad (3\text{-}77)$$

Прежде чем вычислить отдельные составляющие ошибки Δf, обусловленные различными причинами, сделаем несколько общих замечаний.

Составляющая, обусловленная отклонением частоты сигнала (динамическая ошибка $\Delta f_{дин}$), представляет собой результат прохождения $\Delta f_с$ через фильтр с передаточной функцией по ошибке [см. формулы (3-13)—(3-15)]:

$$\Phi_\Delta (D) = 1 - \Phi = 1 \ (1 + W)$$

и

$$\Delta f_{дин} = \Phi_\Delta (D) \Delta f_с. \qquad (3\text{-}78)$$

Амплитудно-частотная характеристика фильтра приведена на рис. 3-7. Ранее уже говорилось, что чем шире полоса пропускания B_Ω системы, тем меньше динамическая ошибка, тем на бóльших частотах начинается подъем характеристики $|\Phi_\Delta (j\omega)|$.

Составляющая, обусловленная нестабильностью частоты генератора, выражается, формулой, аналогичной (3-78): $\Delta f_{ген} = -\Phi_\Delta (D) \Delta f_{п.г}$; ошибка отличается знаком. Это различие несущественно, поскольку знаки $\Delta f_{п.г}$ и $\Delta f_с$ могут быть произвольными. По-

этому для указанной составляющей справедливо то же положение: чем шире полоса пропускания замкнутой системы, тем меньше ошибка, обусловленная влиянием нестабильности частоты генератора. Это ясно и физически: с расширением полосы пропускания системы все более быстрые изменения частоты генератора компенсируются системой.

Составляющая ошибки, обусловленной возмущением $\Delta f_{п\,до}$, напротив, возрастает с увеличением полосы системы. Это видно, из того, что рассматриваемая составляющая ошибки в данном случае есть результат прохождения $\Delta f_{п.до}$ через фильтр $\Phi(j\omega)$, отвечающий замкнутой системе. Чем шире полоса такого фильтра (полоса системы), тем полнее подобное входное воздействие передается на выход, тем, следовательно, больше соответствующая составляющая ошибки.

Таким образом, одни составляющие ошибки с расширением полосы системы увеличиваются, другие уменьшаются. Значит, можно говорить о выборе такой полосы, которая приводит к наименьшему значению ошибки, т. е. об оптимизации системы АСЧ.

Если рассматриваемая система используется для автоматической стабилизации частоты генератора, то $f_с$ — величина постоянная, а $\Delta f_с=0$. Ошибка в такой системе выражается той же формулой (3-77), но без первого члена, т. е.

$$\Delta f = -\frac{W}{1+W}\Delta f_{п.до} - \frac{1}{1+W}FW_у u_п - \frac{1}{1+W}\Delta f_{п.г}.$$

Это еще раз подтверждает высказанное выше (в гл. 1) положение о том, что между системами автоматической стабилизации и слежения нет принципиальных отличий (разумеется, с учетом сделанного на стр. 7 замечания).

Перейдем теперь к вычислению отдельных составляющих ошибок. Динамическая ошибка была определена в § 3-3.

Составляющая, обусловленная уходом частоты $\Delta f_{п.д}$ дискриминатора,

$$\Delta f_{дис} = -\frac{W}{1+W}\Delta f_{п.до} = -\Phi(D)\,\Delta f_{п.до}. \qquad (3\text{-}79)$$

Поскольку $\Delta f_{п.до}$ постоянно, для нахождения установившегося значения ошибки следует положить $D=0$. Учитывая, что $\Phi(0)=1$ для астатической системы и $\Phi(0)=K/(1+K)$ для статической системы, приходим к выводу, что

$$\Delta f_{дис} \approx -\Delta f_{п\,до}. \qquad (3\text{-}80)$$

Таким образом, уход переходной частоты дискриминатора не компенсируется системой, а полностью переносится на ошибку. Следовательно, отклонения $\Delta f_{п.д}$ опасны для системы и нужно принимать меры, обеспечивающие высокую стабильность переходной частоты f_0 дискриминатора. Это достигается выбором соответствующих деталей схемы, расположением этих деталей вдали от источников тепла и т. д.

Полученный результат находит очень простое физическое объяснение. Стабилизация разностной частоты f осуществляется относительно f_0. При изменении f_0 стабилизация осуществляется относительно нового ее значения. Таким образом, Δf изменяется на столько же (или почти на столько же), на сколько и f_0.

Если $\Delta f_{\text{н.д}}$ изменяется по синусоидальному закону, то для нахождения соответствующей ошибки необходимо пропустить $\Delta f_{\text{п.д}}$ через фильтр с частотной характеристикой $\Phi(j\omega)$. Чем шире полоса пропускания системы, тем больше амплитуда колебания $\Delta f_{\text{дис}}$ на выходе фильтра, что еще раз подтверждает сделанное раньше утверждение.

Составляющая, обусловленная нестабильностью частоты генератора [второй член формулы (3-77)],

$$\Delta f_{\text{ген}} = -\frac{1}{1+W}\Delta f_{\text{п.г}} = -\frac{1}{1+W}\Delta f_{\text{п.го}} - \frac{1}{1+W}\Delta f_{\text{п.г(фл)}}; \qquad (3\text{-}81)$$

здесь мы учтем только составляющую от $\Delta f_{\text{п.го}}$ в установившемся режиме. Для ее нахождения достаточно положить $D=0$ в выражении для передаточной функции

$$-\Phi_{\Delta}(D) = -1/[1+W(D)];$$

отсюда

$$\Phi_{\Delta}(0) = \begin{cases} 0 & \text{для астатической системы,} \\ \dfrac{1}{1+K} \ll 1 & \text{для статической системы.} \end{cases}$$

Следовательно, медленные уходы частоты генератора полностью устраняются в астатической системе и в $1+K=K_{\text{п}}$ раз уменьшаются в статической системе. Можно сказать, что система АСЧ эффективно компенсирует нестабильность частоты генератора. Именно это свойство используется для стабилизации частоты $f_{\text{г}}$ генератора относительно частоты $f_{\text{с}}$ сигнала. Значит, для эффективного устранения ошибок в системах автоматической стабилизации необходимо расширять полосу пропускания и увеличивать коэффициент передачи.

Для нахождения ошибки, обусловленной флуктуационной составляющей отклонений частоты генератора, необходимо $\Delta f_{\text{п г(фл)}}$ пропустить через тот же фильтр $\Phi_{\Delta}(D)$. Отсюда следует, что ошибка, обусловленная этой составляющей, с расширением полосы будет уменьшаться. Физически это следует из того, что чем шире полоса, тем все более быстрые флуктуационные составляющие компенсируются системой, тем меньше ошибка, обусловленная этими составляющими.

Ошибка, обусловленная влиянием помехи $u_{\text{п}}$ — третий член формулы (3-77):

$$\Delta f_{\text{пом}} = -\frac{F(D)\,W_{\text{v}}}{1+W(D)}\,u_{\text{п}}. \qquad (3\text{-}82)$$

Если числитель и знаменатель выражения (3-82) умножить и разделить на $K_{\text{ч.д}}$, то последнее равенство будет иметь вид:

$$\Delta f_{\text{пом}} = -\frac{1}{K_{\text{ч.д}}}\frac{W}{1+W}u_{\text{п}} = -\frac{1}{K_{\text{ч.д}}}\Phi u_{\text{п}}. \qquad (3\text{-}83)$$

Следовательно, для вычисления этой составляющей необходимо напряжение $u_{\text{п}}$ пропустить через фильтр с частотной характеристикой, отличающейся от частотной характеристики замкнутой системы множителем $1/K_{\text{ч.д}}$.

Если бы спектральная плотность $G_п$ напряжения $u_п$ на входе фильтра была постоянной, то эффективное значение помехи, выраженное в единицах отклонения частоты, было бы (при постоянной величине $K_{ч.д}$) пропорционально корню квадратному из эквивалентной полосы $B_э$ замкнутой системы — фильтра с частотной характеристикой $|\Phi(j2\pi f)|$ [см. (3-73)]. Поскольку спектральная плотность помехи $G_п$ растет пропорционально квадрату частоты [см. (3-75)], зависимость от полосы выражена еще более резко. Расчеты показывают, что с учетом ограниченной полосы УПЧ эффективное значение этой составляющей ошибки пропорционально эквивалентной полосе системы, т. е. величине $(K+1)/4T$ для простейшей статической и $K_v/4$ для простой астатической системы (см. табл. 1).

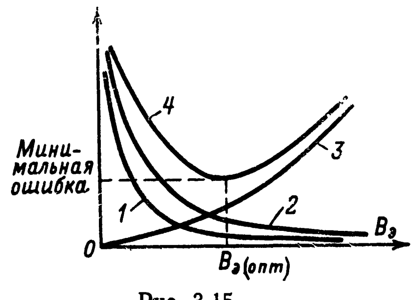


Рис. 3-15.

Мы выясним, как зависят эффективные значения отдельных составляющих ошибки, обусловленные различными воздействиями от эквивалентной полосы. На рис. 3-15 изображены кривые, иллюстрирующие эти зависимости. Здесь кривая *1* характеризует зависимость квадрата динамической ошибки, кривая *2* — ошибки, обусловленной нестабильностью частоты генератора, кривая *3* — ошибки, обусловленной шумом на входе радиоприемника. Поскольку отдельные составляющие являются независимыми, общую ошибку (кривая *4*) находят суммированием составляющих, т. е. ординат кривых *1, 2, 3*. Отсюда видно, что при некотором значении полосы $B_э$ будет иметь место минимум квадрата суммарной ошибки. Это соответствует оптимальной полосе системы $B_{э(опт)}$. Задача оптимизации в рассматриваемой постановке имеет ограниченную ценность, поскольку с изменением характеристик воздействия меняется ход кривых ошибок и значение оптимальной полосы системы $B_{э(опт)}$. Характеристики воздействий часто заранее неизвестны или неизвестным образом меняются во времени. Следовательно, выбранная заранее полоса может быть оптимальной при одних условиях и далекой от оптимума в других. Помимо этого при таком расчете не учитываются переходные процессы в системе, так что может оказаться, что система, имеющая минимальную ошибку в установившемся режиме, будет обладать неудовлетворительной переходной характеристикой. Поэтому требование оптимальной полосы следует (там, где это возможно) дополнить условиями, при которых будет обеспечиваться благоприятная переходная характеристика.

Полученный выше результат важен в том отношении, что позволяет оценить порядок полосы, требуемой для обеспечения минимальных ошибок в системе, и установить, насколько реальная система будет далека от оптимальной при изменении характеристик воздействий. Можно в принципе говорить о так называемой самонастраивающейся системе, полоса которой автоматически меняется в соответствии с изменением данных о воздействиях. Реализация такой системы затруднительна из-за трудностей создания измерителей параметров воздействий, лишенных тех же ошибок, которые характерны и для самой системы.

3-6. Нелинейные явления в системах АСЧ

Рассмотрение нелинейных явлений приводят к раскрытию новых важных особенностей частотных систем АСЧ. Все сказанное до сих пор, относилось к малым расстройкам Δf, когда рабочая точка не выходила за пределы линейного участка *a*, *b* характеристики частотного дискриминатора (см. рис. 2-9).

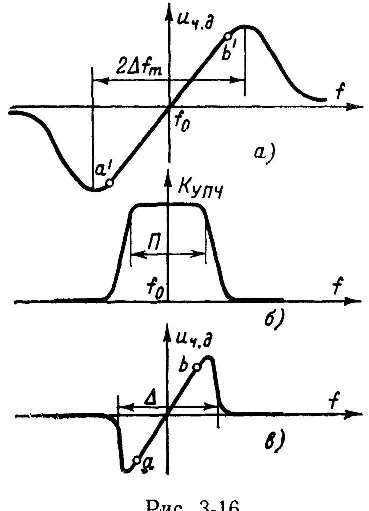


Рис. 3-16.

Теперь будем считать себя свободными от этого ограничения и рассмотрим поведение системы в случае изменения частот сигнала и генератора, а следовательно, и расстройки в широком диапазоне.

Основным нелинейным элементом в системе АСЧ является ЧД: в некоторой области расстроек напряжение на его выходе не будет пропорционально Δf. С увеличением Δf рост $u_{ч.д}$ сначала замедляется, а затем, после прохождения максимума, $u_{ч.д}$ с увеличением Δf начинает убывать, стремясь к нулю. Аналогичен вид характеристики и при отрицательных расстройках (рис. 3-16,*а*).

Частотному дискриминатору предшествует селективный усилитель или усилитель промежуточной частоты (УПЧ). Его частотная характеристика обычно имеет резкие спады за пределами полосы пропускания *П*, чем обеспечивается необходимая частотная селекция (рис. 3-16,*б*). В правильно сконструированной системе АСЧ спад этой характеристики должен происходить до достижения экстремумов характеристикой ЧД, т. е. должно выдерживаться неравенство $П < 2\Delta f_m$. В этом случае следует рассматривать сквозную характеристику ЧД и УПЧ, т. е. зависимость $u_{ч.д}$ от f (или Δf) с учетом влияния УПЧ. Ее примерный вид представлен на рис. 3-16,*в*. Конечно, вид характеристики в какой-то мере зависит от амплитуды сигнала на входе. Однако если спады частотной характеристики УПЧ достаточно круты и частотному дискриминатору предшествует ограничитель, то для достаточно больших сигналов сквозную характеристику можно считать неизменной, не зависящей от того, какова интенсивность сигнала на входе приемника (системы АСЧ). В дальнейшем под характеристикой ЧД будем понимать именно эту сквозную характеристику.

Ограничимся рассмотрением важных для практики нелинейных явлений, которые имеют место после завершения переходных процессов, т. е. в установившихся режимах в статических и астатических системах.

Большинство реальных интеграторов (за исключением двигателя), как это было рассмотрено ранее (см. стр. 51—52), в установившемся режиме при постоянных отклонениях частоты сигнала становятся пропорциональными звеньями, а системы переходят в стати-

ческие. Поэтому рассмотрению статических систем уделено наибольшее внимание. Для установившихся режимов промежуточные элементы не имеют значения до тех пор, пока система находится в состоянии устойчивого равновесия: напряжения на входе и выходе фильтров будут одинаковыми.

Статические системы. Будем считать, что происходит весьма медленное отклонение частоты сигнала Δf_c, так что в системе имеет место установившийся режим. Каково будет значение установившейся расстройки Δf? Напомним, что пока Δf невелико, оно связано с Δf_c найденным ранее соотношением (3-23): $\Delta f = \Delta f_c / 1 + K$ (индексы, обозначающие установившийся режим и постоянство Δf_c здесь опущены). Для того чтобы найти величину Δf, совместим на одном рисунке две характеристики: ЧД (зависимость $u_{ч.д}$ от Δf) и управителя (рис. 3-17). Последнюю будем снимать при следующих условиях.

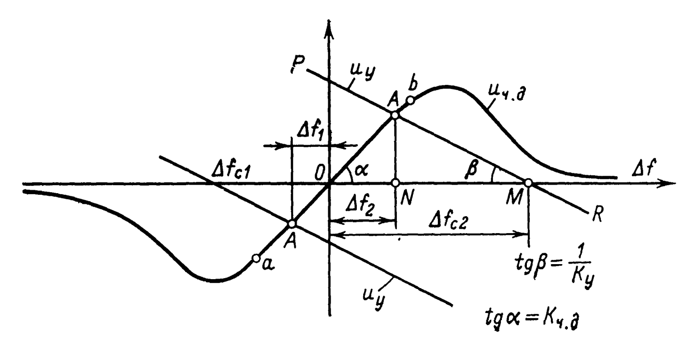


Рис. 3-17.

Разомкнем систему АСЧ на входе фильтра. Будем изменять $u_у$ и наблюдать, как при постоянном отклонении частоты Δf_c меняется расстройка Δf. Иначе говоря, найдем зависимость $u_у$ от Δf. Так как отклонение частоты генератора

$$\Delta f_г = K_у u_у,$$

а $\Delta f = \Delta f_c - \Delta f_г$, то, исключив из последних равенств $\Delta f_г$, получим искомую зависимость:

$$\Delta f_c - \Delta f = K_у u_у$$

или

$$u_у = \frac{\Delta f_c - \Delta f}{K_у}. \tag{3-84}$$

Это — прямая PR на рис. 3-7, образующая с осью абсцисс угол β, такой что $\operatorname{tg}\beta = 1/K_у$, и пересекающая эту ось в точке $\Delta f = \Delta f_c$. При изменении Δf_c прямая перемещается параллельно самой себе и пересекает ось расстроек в точке M справа от нуля при $\Delta f_c > 0$ (например, для Δf_{c2}) и слева — при $\Delta f_c < 0$ (например, для Δf_{c1}).

Характеристика тем больше наклонена к оси абсцисс, т. е. угол β тем меньше, чем больше $K_у$. Ясно, что в точке A пересечения этой характеристики со сквозной характеристикой ЧД, где напряжения на входе фильтра ($u_{ч.д}$) и его выходе ($u_у$) будут одинаковыми, си-

стема при ее замыкании окажется в состоянии равновесия. Значит, эта точка определит то значение расстройки $\Delta f = \Delta f_2$, которое будет соответствовать состоянию равновесия системы.

В точке равновесия расстройка такова, что вызванное ею напряжение на выходе ЧД в результате воздействия на управитель обеспечивает получение именно этой расстройки.

Пока Δf_c мало, в системе есть одно устойчивое состояние равновесия. Величину Δf, найденную ранее аналитически для точки *A*, лежащей на линейном участке *a*, *b* характеристики, можно определить геометрически, рассматривая треугольники *OAN*, *ANM* и *OAM*. Действительно $AN = \Delta f \operatorname{tg} \alpha = \Delta f K_{ч.д}$, но $MN = AN \operatorname{ctg} \beta = \Delta f K_{ч.д} K_у$. С другой стороны, $MN = \Delta f_c - \Delta f$, откуда $\Delta f_c - \Delta f = K \Delta f$ или $\Delta f = \Delta f_c/(1+K) = \Delta f_c/K_п$, $\Delta f = \Delta f_2$.

Изменение Δf_c влечет за собой смещение точки *A*: от нуля при $\Delta f_c = 0$ (когда *A* совпадает с точкой 0 нулевой расстройки) вдоль положительной (при $\Delta f_c > 0$) или отрицательной (при $\Delta f_c < 0$) ветви характеристики *ЧД*. Так как $K_п$ велико, Δf значительно меньше изменения частоты сигнала Δf_c, что соответствует эффективной работе системы АСЧ: расстройка остается малой при значительных отклонениях Δf_c.

При некоторых значительных отклонениях частоты сигнала появляются три точки равновесия *A*, *B*, *C*, как это видно из рис. 3-18,*а* (прямая *III*); при дальнейшем увеличении отклонения Δf_c в системе снова останется одна точка равновесия *C* на нисходящей ветви характеристики ЧД (прямая *V*). Ниже мы покажем, что состояниям устойчивого равновесия соответствуют точки *A* и *C*, а точка *B* характеризует неустойчивое равновесие: при малейшем отклонении от этого состояния система будет все сильнее от него удаляться к точке *A* или *C*, подобно тому как шар скатывается с вершины гладкой горки. Напротив, при небольших отклонениях от устойчивых состояний равновесия система под действием внутренних сил вновь в него возвращается. Как отклонить систему от равновесного состояния при постоянном значении Δf_c?. Это можно сделать, например, следующим воображаемым способом. Введем некоторый источник смещения на управитель, под действием которого система отклонится от состояния равновесия, а затем вновь его удалим. Такой опыт, хотя и искусственный, правильно отражает суть дела. В системе начнутся переходные процессы, и в конце концов она возвратится в состояние устойчивого равновесия. Конечно, начальное отклонение должно быть достаточно малым, таким, чтобы система не была переведена за точку неустойчивого равновесия.

Отметим, что наличие нескольких состояний равновесия в системе АСЧ — следствие нелинейности. В линейной системе может существовать единственное состояние равновесия — устойчивого или неустойчивого.

Из двух устойчивых состояний равновесия *A* и *C* только первое (*A*) соответствует эффективной работе, поскольку здесь $\Delta f \ll \Delta f_c$. Если изобразить графики в реальном масштабе, то для точки *A* это неравенство будет наглядно подтверждаться рисунком. В точке *C*, напротив, Δf почти равно Δf_c, и система практически никакого регулирующего («подстраивающего») действия не оказывает: она действует неэффективно. Пусть Δf_c постепенно возрастает от величины, соответствующей прямой *I*, до величины, соответствующей прямой *V*. Рассмотрим, как при этом будет меняться расстройка Δf. После того как прямая коснется нижнего сгиба характеристики ЧД (пря-

мая II), появятся еще два состояния равновесия B и C. Но система будет оставаться в состоянии A и оказывать эффективное регулирующее действие до того момента, пока прямая не коснется верхнего сгиба характеристики ЧД (прямая IV). Точки A и B сольются и система «скатится» в точку C. При дальнейшем увеличении Δf будет существовать единственное состояние равновесия C, в котором система остается в дальнейшем. Очевидно, аналогичная картина имеет место и для отрицательных расстроек Δf (т. е. при $\Delta f_с<0$). Область начальных отклонений частоты сигнала $\Delta f_с$ в пределах которой система осуществляет эффективное регулирование частоты генератора,

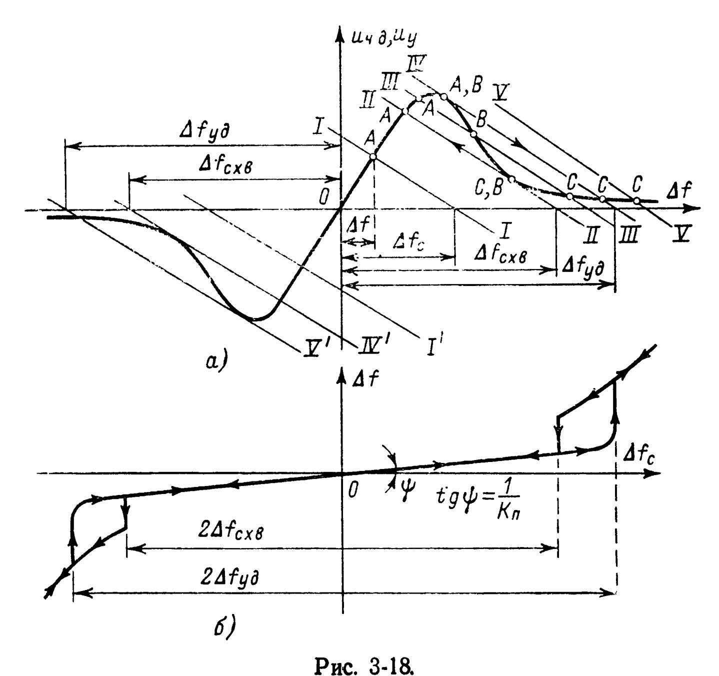


Рис. 3-18.

если в начале система действовала эффективно, называют полосой удержания системы ($2\Delta f_{уд}$). За пределами полосы удержания система действует неэффективно. Отметим, что при переходе из области эффективной работы к области неэффективной работы происходит резкое увеличение расстройки, как это показано на кривой зависимости Δf от $\Delta f_с$ (наружные ветви кривых рис. 3-18,*б*). В пределах полосы удержания кривая, показывающая зависимость Δf от $\Delta f_с$, идет полого (малый угол ψ); при $|\Delta f_с|>\Delta f_{уд}$ наклон составляет почти 45°.

Будем теперь уменьшать $\Delta f_с$ (при $\Delta f_с>0$) начиная с величины, соответствующей прямой V. Система будет оставаться в состоянии равновесия C вплоть до того момента, пока прямая не коснется нижнего сгиба характеристики ЧД, когда точки B и C сольются (прямая II). Затем система перейдет в область эффективной работы (состоя-

ние равновесия A). Аналогичная картина будет наблюдаться и при отрицательных отклонениях Δf_c. Область начальных отклонений частоты сигнала Δf_c, в пределах которого система АСЧ осуществляет эффективное регулирующее действие, независимо от величины начального отклонения частоты сигнала, называют полосой схватывания $2\Delta f_{схв}$. Переход от состояний равновесия C к состояниям A (рис. 3-18,*б* — внутренние ветви кривых) сопровождается резким уменьшением расстройки, втягиванием системы в режим слежения или «схватыванием». Практически всегда полоса удержания больше полосы схватывания: $2\Delta f_{уд} > 2\Delta f_{схв}$.

Полосы удержания и схватывания легко наблюдать экспериментально, располагая генератором стандартных сигналов. При использовании вещательного приемника с системой АПЧ описанные явления наблюдаются без всяких дополнительных приборов. Для этого вначале при выключенной системе АПЧ настраиваются на какую-либо станцию, а затем, включив эту систему, начинают изменять настройку гетеродина. При некотором положении ручки настройки произойдет срыв приема, т. е. будет достигнута правая граница полосы удержания: система из состояния A перейдет в состояние C. Если после этого вращать ручку настройки в противоположную сторону, то при некотором положении ручки система АПЧ «втянется» в рабочий режим; произойдет схватывание, и приемник окажется настроенным на исходную станцию. Как и должно быть, полоса удержания окажется больше полосы схватывания.

В практике иногда полосу удержания и схватывания отсчитывают не по отклонению частоты сигнала а по расстройке Δf. Мы, однако, будем придерживаться данных ранее определений.

Если известны характеристики ЧД (сквозная) и управителя, то приближенно можно теоретически определить полосы удержания и схватывания.

При большом коэффициенте K можно считать, что точка касания A, B, определяющая полосу удержания, лежит вблизи максимума характеристики ЧД, а точки касания B, C, определяющие полосу схватывания — имеют абсциссу, близкую к половине раствора характеристики (рис. 3-19,*а*). Обозначим через Δf_m расстройку, соответствующую максимуму напряжения на выходе ЧД $u_{ч.д(макс)}$. Тогда из рис. 3-19,*а* ясно, что

$$\Delta f_{уд} - \Delta f_m = u_{ч.д(макс)} \operatorname{ctg} \beta = u_{ч.д(макс)} K_у.$$

Так как обычно Δf_m значительно меньше $\Delta f_{уд}$, то из последнего равенства для полосы удержания получаем:

$$2\Delta f_{уд} \approx 2K_у u_{ч.д(макс)}. \quad (3\text{-}85)$$

Следовательно, расширения полосы удержания можно добиться увеличением экстремальных напряжений на выходе ЧД и увеличением коэффициента передачи управителя $K_у$.

Найдем приближенное выражение для полосы схватывания. Из рис. 3-19,*а* видно, что отношение $\Delta f_{схв} - \Delta/2$ к b дает $\operatorname{ctg}\beta$ (или $K_у$), т. е.

$$\Delta f_{схв} - \frac{\Delta}{2} = bK_у.$$

Величину b, определяющую уровень отсчета раствора характеристики, можно считать близкой к 5—10% от $u_{ч.д(макс)}$. Тогда последнее равенство дает

$$\Delta f_{схв} = \frac{\Delta}{2} + 0,1 u_{ч.д(макс)} K_у$$

и полоса схватывания определится приближенным выражением

$$2\Delta f_{схв} \approx 2\left[\frac{\Delta}{2} + 0,1 u_{ч.д(макс)} K_у\right] = \Delta + 0,2 u_{ч.д(макс)} K_у.$$

Чем меньше ордината нижнего сгиба характеристики ЧД, тем точнее приведенная формула, которой, однако, следует пользоваться с известной осторожностью.

Для грубых прикидок можно принять, что $2\Delta f_{схв} = 2\Delta$, т. е. полоса схватывания равна раствору характеристики ЧД. Дополнительным обоснованием для этого можно считать то, что нижний сгиб характеристики ЧД может оказаться ниже уровня шума (последний

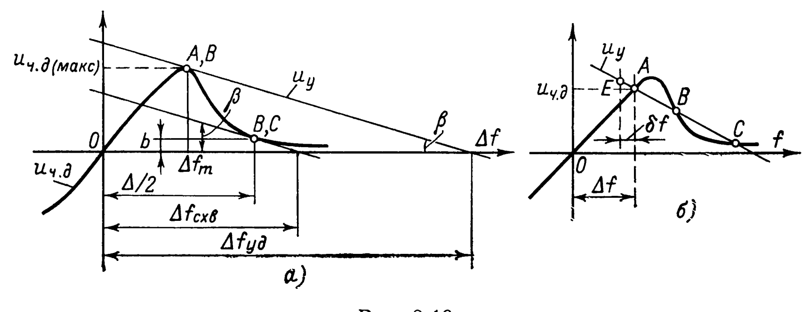


Рис. 3-19.

мы до сих пор не принимали во внимание) и «втягивание» системы в режим слежения окажется возможным, если действующее в системе напряжение будет превышать этот уровень. Раствор характеристики практически отсчитывается на уровне, несколько превышающем шумы в системе. Возвратимся далее к рис. 3-18,*а* и поясним, почему точки *А* и *С* соответствуют устойчивому состоянию равновесия, а точка *В* — неустойчивому.

Для этого проведем упомянутый ранее на стр. 90 эксперимент. Пусть система находится в состоянии *А*. Подключим к конденсатору фильтра источник напряжения, отклоняющий систему в какую-либо сторону от точки *А*: например, увеличим $u_у$ по сравнению с равновесным, т. е. дополнительно зарядим конденсатор фильтра. Этим самым мы увеличим $\Delta f_г$ и соответственно уменьшим значение Δf относительно равновесного, т. е. система отклонится влево от точки *А* ($\delta f < 0$, точка *Е* на рис. 3-19,*б*). Отключим далее источник. Напряжение на конденсаторе в момент отключения дополнительного источника мгновенно измениться не может и оно окажется выше, чем напряжение $u_{ч.д}$ на входе фильтра (выходе ЧД). Это значит, что конденсатор фильтра должен разряжаться и $u_у$ будет убывать, что вызовет уменьшение $\Delta f_г$ и, следовательно, увеличение Δf (напомним, что $\Delta f = \Delta f_с - \Delta f_г$, а $\Delta f_с$ — постоянно). Следовательно, система возвращается в исходную равновесную точку *А*.

Аналогичными рассуждениями легко показать, что при отклонении вправо от A, когда $u_у$ будет меньшим равновесного, а $\delta f>0$, после отключения источника конденсатор фильтра будет заряжаться ($u_{ч.д}$ окажется больше, чем $u_у$), а $\Delta f_г$ расти. Значит, Δf убывает ($\delta f \to 0$) и система снова возвращается в состояние A.

Те же соображения справедливы и для точки C: при отклонении влево $u_{ч.д}<u_у$ и конденсатор разряжается, а при отклонении вправо $u_{ч.д}>u_у$ и конденсатор заряжается. В обоих случаях система движется к состоянию C. Следовательно, состояния равновесия A и C будут устойчивыми.

При отклонении от точки B картина меняется. Легко понять, что здесь внутренние силы развиваются всегда так, что уводят систему от точки B в точку A при отклонении от последней влево или в точку C при отклонении вправо. Точка B, следовательно, характеризует неустойчивое состояние равновесия.

Астатические системы. Будем считать, что устройством управления частоты в астатической системе является двигатель. При бесконечно медленных изменениях частоты сигнала рассогласование остается равным нулю. Это означает, что любые отклонения будут отрабатываться системой (если, разумеется, не начнут влиять другие нелинейности) и полоса удержания системы будет неограниченной.

Для того чтобы решить, какова полоса схватывания, необходимо учесть, что система будет «втягиваться» в режим слежения, когда рассогласование уменьшится до величины, при которой двигатель тронется с места и напряжение на выходе ЧД несколько превысит уровень собственных шумов. Ориентировочно можно считать, что это соответствует расстройкам, при которых достигаются точки, ограничивающие раствор сквозной характеристики ЧД. Таким образом, раствор равен тому максимальному отклонению частоты сигнала, при котором система способна осуществлять эффективное слежение, т. е. устранять расстройку до нуля. Можно принять, что раствор будет численно равен полосе схватывания.

Выше было сказано, что для астатических систем характерным является установившийся режим при изменении частоты сигнала с постоянной скоростью v. При этом в системе устанавливается постоянная скоростная ошибка $\Delta f_{уст}$. То же самое будет иметь место и при учете нелинейности характеристики ЧД. Правда, зависимость $\Delta f_{уст}=v/K_v$ [см. формулу (3-26)] нарушается после выхода на нелинейные участки характеристики ЧД. В установившемся режиме напряжение на выходе ЧД будет постоянным. Частота генератора в этом случае меняется по линейному закону:

$$\Delta f_г=K_{и.у}u_{ч.д}t;$$

здесь $K_{и.у}$ — коэффициент передачи интегрирующего управителя; $u_{ч.д}$ — напряжение на выходе ЧД [см. (2-42) и (2-43)]. Действительно, (2-42) можно переписать в виде

$$\Delta f_г = K_{и.у}\int_0^t u_у dt;$$

здесь $u_у$ — не что иное как напряжение на управителе, равное напряжению $u_{ч.д}$.

Значит,

$$\Delta f_{\text{г}} = K_{\text{и.у}} u_{\text{ч.д}} \int_0^t dt = K_{\text{и.у}} u_{\text{ч.д}} t.$$

Скорость изменения частоты сигнала, отслеживаемая системой, равна скорости изменения частоты генератора:

$$v = \frac{\Delta f_{\text{г}}}{t} = K_{\text{и.у}} u_{\text{ч.д}}.$$

Отсюда следует, что максимально возможная скорость изменения частоты сигнала $v_{\text{макс}}$ соответствует максимальному напряжению на выходе ЧД и равна $u_{\text{ч.д(макс)}} K_{\text{и.у}}$. Если под полосой удержания условно для такого режима понимать диапазон скоростей изменения частоты сигнала, при котором система способна осуществлять слежение, т. е. обеспечивать постоянство $\Delta f_{\text{уст}}$, то указанная **полоса** составит величину $2u_{\text{ч.д(макс)}} K_{\text{и.у}}$.

При использовании двигателя на процессы в системе АСЧ могут оказывать влияние и другие характерные нелинейности: сухое трение в подвижных элементах («застрой»), люфт в шестернях редуктора. Поясним, к каким последствиям они могут привести.

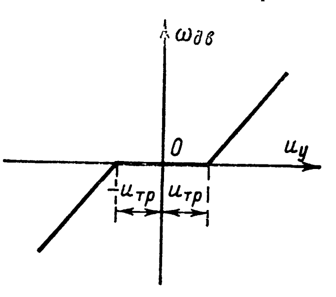


Рис. 3-20.

Нелинейность типа «застой» характеризуется тем, что для того, чтобы якорь начал вращаться, управляющее напряжение должно превысить по абсолютному значению некоторую величину, называемую напряжением трогания. На рис. 3-20 изображена зависимость угловой скорости якоря двигателя от $u_{\text{у}}$: здесь же помечена зона застоя $\pm u_{\text{тр}}$ шириной $2u_{\text{тр}}$. Система АСЧ не может отрабатывать расстройку до нуля и ошибка не будет устранена, пока напряжение на выходе ЧД не выйдет за границы $\pm u_{\text{тр}}$. Таким образом, ошибка, обусловленная застоем,

$$2\Delta f_{\text{з}} = 2u_{\text{тр}} / K_{\text{ч.д}} \qquad (3\text{-}86)$$

и будет тем меньше, чем больше коэффициент передачи ЧД. С целью уменьшения $\Delta f_{\text{з}}$ уменьшают трение в подшипниках якоря двигателя и принимают другие меры.

Нелинейность типа «люфт» при некоторых параметрах системы может привести к нежелательным автоколебаниям небольшой амплитуды. Не останавливаясь подробно, отметим, что для борьбы с этим явлением стремятся использовать специальные «безлюфтовые» редукторы или принимают другие меры.

Ранее были рассмотрены установившиеся режимы. Нелинейность характеристики ЧД влияет также на переходные режимы в системе АСЧ.

На рис. 3-21 показаны зависимости расстройки от времени при подаче на входе ступенчатого отклонения частоты сигнала $\Delta f_{\text{с}}$ раз-

личной величины (для статической системы АСЧ с однозвенным RC-фильтром).

Пока Δf_c мало ($\Delta f_c = \Delta f_{c1}$), зависимость $\Delta f(t)$ имеет вид экспоненты. С увеличением Δf_c начинает ощущаться влияние нелинейности: форма кривой отклоняется от экспоненты (кривая 2) и длительность процесса возрастает по сравнению с величиной $t_{уст} = 2{,}3T/K_п$ [см. (3-32)]. Особенно резким это возрастание становится, когда Δf_c приближается к $\Delta f_{схв}$ (кривая 3). Обратим внимание на то, что переходный процесс в системе с однозвенным фильтром носит монотонный характер.

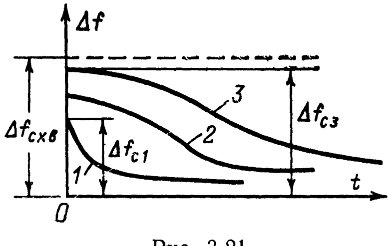


Рис. 3-21.

Из проведенного рассмотрения следует, что для наступления режима слежения общее начальное рассогласование должно быть уменьшено до величины, не превышающей $\pm\Delta f_{схв}$, т. е. полосу схватывания. Снижение начального рассогласования можно осуществить вручную путем соответствующей перестройки частоты следящего генератора или автоматически. В последнем случае система АСЧ снабжается дополнительным устройством поиска и захвата (рис. 3-22,*а*), куда входят: генератор поиска *ГП*, накопительный элемент *НЭ*, пороговое устройство *ПУ* и реле захвата *РЗ*. В исходном состоянии система разомкнута, контакт *1* реле *РЗ* подключен к источнику напряжения U_0, вследствие чего генерируется поисковое (обычно пилообразное) напряжение. В результате этого частота ге-

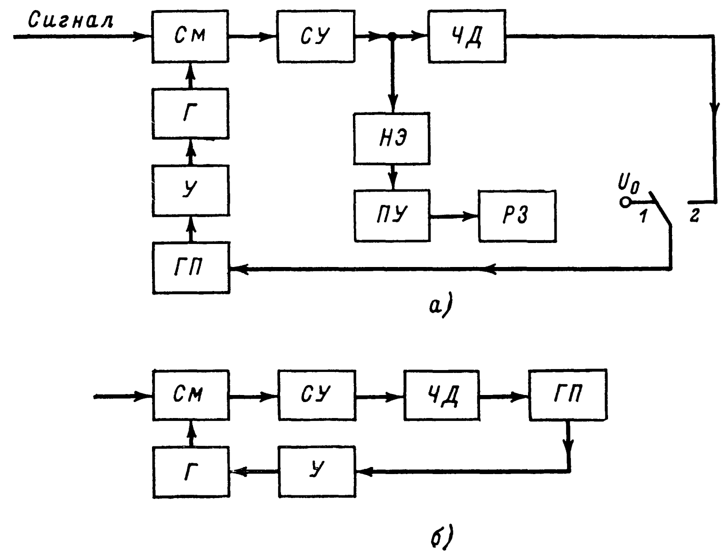


Рис. 3-22.

нератора периодически меняется в широких пределах. Когда разностная частота f, образованная в смесителе *См*, попадает в полосу селективного усилителя *СУ*, на выходе накопителя *НЭ*, в состав которого входят амплитудный детектор и инерционное звено (обычно *RC*-фильтр), появляется напряжение. После достижения определенного уровня открывается пороговое устройство и срабатывает реле захвата. Его контакты перебрасываются в положение *2*, замыкая цепь регулирования. Генерация пилы поиска приостанавливается в том состоянии (на том уровне), при котором частота остается в полосе селективного усилителя *СУ*. Напряжение с выхода *ЧД* начинает поступать на генератор поиска и далее на управитель частоты *У* — система переходит в режим слежения (рис. 3-22,*б*). Генератор поиска при этом меняет свой режим и начинает выполнять функции фильтрующего усилителя (инерционного усилителя).

Помехи большого уровня могут вызвать срыв режима слежения и перевод системы в режим поиска. Предположим, что величина какого-либо выброса шума $u_п$ (см. рис. 3-14) имеет большую величину и длительность. Накопленное на конденсаторе фильтра напряжение при этом может оказаться достаточным для изменения частоты генератора на такую величину, при которой частота f выйдет за пределы полосы селективного усилителя. Тогда напряжение на накопительном элементе *НЭ* (рис. 3-22,*а*) начнет падать и через некоторое, заранее установленное время памяти, реле захвата отпустит. Система вновь перейдет в режим поиска. До отпускания реле на выходе ЧД будет только напряжение помех, хаотически меняющее частоту генератора.

Может оказаться, что еще до отпускания реле *РЗ* напряжение помехи упадет. Тогда режим слежения восстанавливается, если, конечно, частота $f_с$ изменилась мало и частота f осталась в полосе селективного усилителя.

Даже из такого упрощенного описания видно, что срыв слежения — весьма сложное явление, связанное с действием помех большого уровня на нелинейную систему. Изучение явления срыва выходит за рамки данной книги.

Встречаются системы, где внешние помехи отсутствуют или малы. С таким положением сталкиваются, например, в системах АСЧ радиолокаторов. Здесь приемник и передатчик расположены в одном месте, и на смеситель системы АСЧ, в состав которой входит управляемый гетеродин, снимается небольшая доля энергии передатчика. В данном устройстве можно обойтись без реле захвата. Генератор поиска здесь включен в постоянно замкнутую цепь слежения (рис. 3-22,*б*). Если разностная частота будет расположена вне полосы *СУ*, напряжение на выходе ЧД $u_{ч.д}=0$, и в этом случае генератор *ГП* находится в режиме поиска, т. е. генерирует пилообразные колебания. При попадании разностной частоты в полосу *СУ* возникает напряжение на выходе *ЧД* и автоматически меняется режим работы системы; наступает режим слежения, при котором *ГП* выполняет функции усилительного и фильтрующего устройства. Более подробно об этом [Л. 4, 15].

3-7. Особенности прохождения ЧМ колебаний через приемник с системой АСЧ

Система АСЧ предназначена для того, чтобы отслеживать изменения частоты сигнала. Как ведет себя система при приеме сигнала с частотной модуляцией? Не будет ли она демодулировать такой

сигнал, т. е. размодулировать, разрушать полезную информацию — передаваемое сообщение? Ведь по самому принципу действия система должна это делать.

Здесь возможны два подхода. Первый из них связан с выбором параметров системы, обеспечивающих неискаженное пропускание полезной информации, т. е. предотвращение демодуляции ЧМ сигналов. Система АСЧ в этом случае должна быть достаточно инерционной. Второй связан с возможно более полной демодуляцией сигнала быстродействующей системой АСЧ. Благодаря этому появляется возможность снять со входа управителя напряжение, соответствующее передаваемому сообщению. Рассмотрим оба подхода более подробно.

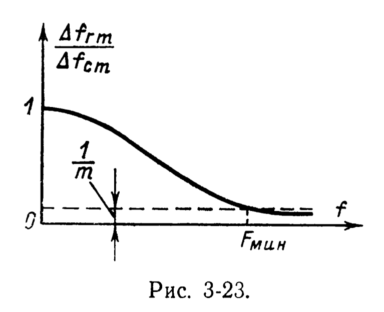


Рис. 3-23.

Использование инерционной системы АСЧ.

Параметры системы выбираются так, чтобы система не могла существенно демодулировать сигнал на самой низкой из модулирующих частот $F_{мин}$. Тогда не будет демодуляции сигнала и для более высоких частот модуляции. С другой стороны, система должна «успевать» эффективно отслеживать сравнительно медленные изменения центральной частоты сигнала и уходы собственной частоты генератора. Если полезное отклонение частоты сигнала Δf_c происходит с частотой $F_{мин}$, то амплитуда отклонения частоты генератора $\Delta f_{гm}$ на этой частоте должна быть достаточно малой. Иначе говоря, отношение максимальных отклонений частот генератора ($\Delta f_{гm}$) и сигнала Δf_{cm} на частоте $F_{мин}$, т. е. ордината $1/m$ амплитудно-частотной характеристики на данной частоте $F_{мин}$, должно быть много меньше единицы (рис. 3-23). Основываясь на этом, можно определить требования к параметрам системы АСЧ. Выберем для примера статическую систему АСЧ с однозвенным фильтром. Предположим, что требуется сделать отношение $[\Delta f_{гm}/\Delta f_{cm}]=1/m$, где $m\gg 1$ — требуемая степень подавления на частоте $F_{мин}$. Амплитудно-частотная характеристика этой системы на частоте $\Omega_{мин}=2\pi F_{мин}$ должна иметь величину $1/m$. Таким образом, в соответствии с выражением (3-33)

$$\left.\frac{K_э}{\sqrt{\omega^2\tau_э^2+1}}\right|_{\omega=\Omega_{мин}}=\frac{1}{m}. \tag{3-87}$$

Отсюда сразу получим

$$\frac{\Omega_{мин}^2T^2}{(1+K)^2}+1=m^2\frac{K^2}{(1+K)^2}$$

или

$$\Omega_{мин}^2T^2+(1+K)^2=m^2K^2.$$

Поскольку $K\gg 1$, то пренебрегая единицей в скобках, найдем:

$$\Omega_{мин}^2T^2=K^2(m^2-1)\approx K^2m^2. \tag{3-88}$$

Равенство (3-88) определяет соотношения между параметрами системы, при которых практически нет демодуляции ЧМ колебаний на самой низкой частоте (и, следовательно, на всех частотах) модуляции:

$$(K/T) \leqslant \Omega_{\text{мин}}/m. \tag{3-89}$$

Вспоминая, что быстродействие системы характеризуется временем установления $t_{\text{уст}}=2{,}3T/(K+1) \approx 2{,}3T/K$ [см. (3-32)], найдем что для данной системы должно быть выполнено условие, ограничивающее быстродействие:

$$t_{\text{уст}} \geqslant \frac{1}{2{,}3} \frac{\Omega_{\text{мин}}}{m}. \tag{3-90}$$

Соотношение (3-89) можно использовать для формулировки условий отсутствия демодуляции на «частотном» языке.

Ясно, что демодуляции не будет, если полоса замкнутой системы не превышает некоторого предельного значения. Так как полоса системы [см. (3-34)]

$$B=\frac{1+K}{2\pi T} \approx \frac{K}{2\pi T},$$

то, подставляя значение $K/T=2\pi B$ в соотношение (3-89), получаем:

$$B_{\Omega}=2\pi B \leqslant \Omega_{\text{мин}}/m,$$

или

$$B \leqslant F_{\text{мин}}/m. \tag{3-91}$$

Это соотношение показывает, что полоса пропускания замкнутой системы должна быть в m раз меньше амплитуд минимальной воспроизводимой без подавления частоты $F_{\text{мин}}$.

Найденные простые соотношения хотя и являются приближенными, весьма полезны для практических расчетов.

Аналогичные соотношения могут быть найдены и для астатической системы. Так, для системы без фильтра, как может установить читатель, должно быть выдержано соотношение

$$K_v \leqslant \Omega_{\text{мин}}/m. \tag{3-92}$$

Сравнивая формулы (3-92) и (3-47), приходим к знакомому соотношению (3-91), смысл которого был объяснен ранее. Таким образом, формула (3-91) справедлива для обоих типов рассматриваемых систем.

Следящий прием с демодуляцией ЧМ сигнала

При этом подходе система строится как быстродействующая, максимально демодулирующая сигнал и выполняющая функции своеобразного частотного детектора. Предположим, что сигнал модулируется по частоте колебаниями такой частоты F, которая эффективно отслеживается системой, т. е. лежит в полосе B частотной характеристики. Тогда частота $f_{\text{г}}$ генератора будет изменяться с той же частотой F, причем максимальное отклонение $f_{\text{г}}$ будет близким к $\Delta f_{\text{с(макс)}}$. Частота генератора отклоняется благодаря тому, что на устройство управления частоты (имеется в виду статическая система АСЧ) поступает напряжение $u_{\text{у}}$, повторяющее закон ча-

стотной модуляции, так как $\Delta f_г = K_у u_у$. Это и позволяет всю систему рассматривать как частотный дискриминатор. Подобный способ приема ЧМ сигнала известен довольно давно и в последние годы стал широко использоваться. Он носит различные названия: прием с обратной связью по частоте [Л. 9], прием с обратным управлением [Л. 12], прием с АСЧ, следящий прием, и т. п. В чем преимущество такого способа приема? Для чего нужно строить систему АСЧ, в которую входит ЧД как один из ее элементов, вместо того, чтобы демодуляцию осуществлять с помощью простого частотного детектора?

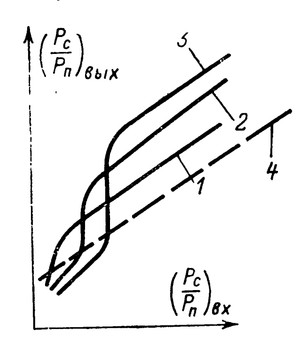


Рис. 3-24.

Прежде чем ответить на эти вопросы, необходимо вспомнить особенности приема ЧМ сигналов при наличии шумов.

Известно, что при использовании ЧМ сигналов можно получить выигрыш в отношении сигнал/помеха по сравнению с приемом амплитудно-модулированных сигналов. Более того, это отношение на выходе будет больше, чем на входе приемника, т. е. имеет место выигрыш в отношении сигнал/шум. Это иллюстрируется рис. 3-24. Здесь под $(P_с/P_п)_{вх}$ понимается отношение мощности ЧМ несущей к мощности флуктуационных помех (в полосе УПЧ) на входе приемника, а $(P_с/P_п)_{вых}$ — то же отношение на выходе ЧД [Л. 9, 12]. Выигрыш имеет место при достаточно больших отношениях сигнал/помеха на входе и будет тем выше, чем больше максимальный индекс $m_{ч.м}$ частотной модуляции. Напомним, что $m_{ч\,м}$ есть отношение максимальной девиации частоты Δf_{cm} к максимальной частоте модулирующего сигнала $F_{макс}$.

Характерным для приема ЧМ сигналов является наличие порога — резкого снижения отношения сигнал/помеха — ниже того же отношения для амплитудной модуляции. Порог наступает тем раньше, чем больше индекс модуляции, т. е. чем больше при заданной максимальной частоте модулирующего сигнала девиация частоты.

Это видно из рис. 3-24, где кривые *1*, *2*, *3* соответствуют возрастающим индексам модуляции $m_{ч\,м}$, а прямая *4* — АМ колебаниям. Резкий спад кривых соответствует пороговому отношению $(P_с/P_п)_{вх}$, причем область, лежащая справа от порога, называется надпороговой, а слева — подпороговой.

Таким образом, чем больше выигрыш в надпороговой области, который реализуется при больших индексах модуляции, тем раньше наступают пороговые явления.

Рассмотрим в общих чертах физические причины появления порога. Шумовое напряжение $u_ш$, складываясь с несущей, вызывает фазовые, а следовательно, и частотные отклонения. До тех пор пока отношение $u_ш$ к несущей U_0 мало, частотные отклонения невелики, что приводит к появлению сравнительно небольшого шума на выходе ЧД. Положение резко меняется, когда отношения $u_ш/U_0$ становятся близкими к единице. Тогда в некоторые моменты времени происходят очень быстрые изменения фазы результирующего колебания, и, как следствие, на выходе ЧД возникают отдельные достаточно часто следующие пики напряжения, — шумовые выбро-

сы, которые резко ухудшают условия приема ЧМ колебаний. Происходит переход в область ниже порога (подпороговая область).

Чтобы уяснить эту особенность, рассмотрим характер изменения частотных отклонений при действии на вход ЧД двух синусоидальных колебаний: несущей с амплитудой U_0 и мешающего сигнала другой частоты с амплитудой $U_{шm}$, близкой к U_0. Рисунок 3-25,*а*, *б* иллюстрирует характер изменеиня фазового угла $\Delta\varphi$ поворота суммарного вектора $\mathbf{U}_{рез}$ сигнала $\mathbf{U}_0$ и шума $\mathbf{U}_{шm}$ при повороте вектора

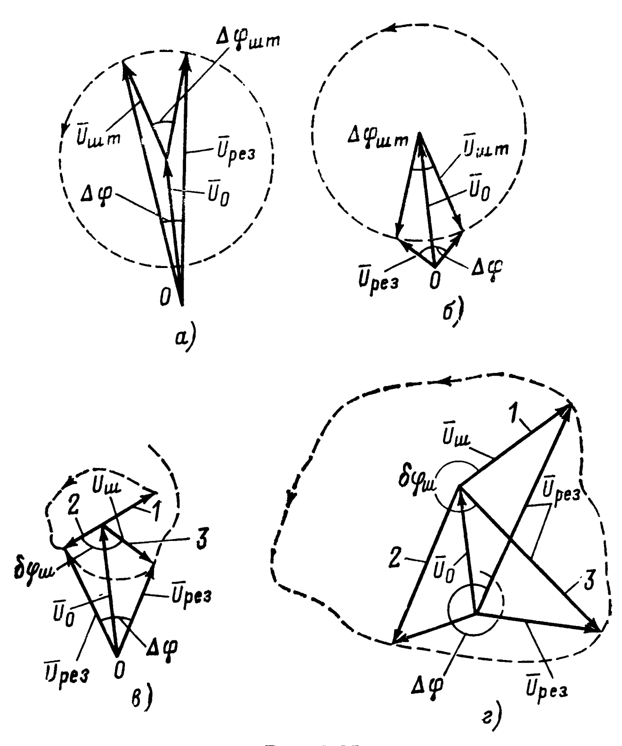


Рис. 3-25.

помехи на некоторый угол $\Delta\varphi_{шm}$ для двух исходных положений этих векторов: когда их начальная разность фаз близка к нулю (рис. 3-25,*а*) — верхняя группа векторов, и к 180° (рис. 3-25,*б*) — нижняя группа векторов. В положении, близком к π, поворот вектора помехи на небольшой угол $\Delta\varphi_{шm}$ вызывает резкие изменения разности фаз $\Delta\varphi$, значительно бо́льшие, чем при нулевых начальных углах. Следовательно, при вращении вектора $\mathbf{U}_{шm}$ вокруг $\mathbf{U}_0$ на углах, близких к π, будут наблюдаться резкие выбросы частоты. Ясно, что эти выбросы будут глубокими и значительными, когда длины обоих векторов близки друг к другу.

Теперь представим, что вместо синусоидального колебания на вход ЧД поступает шум. Последний представим в виде хаотически

вращающегося вокруг U_0 вектора $U_ш$ случайной длины. Конец результирующего вектора описывает сложную траекторию. Это иллюстрируется рис. 3-25,*в*, *г*, где изображены векторные диаграммы для трех мгновенных положений *1*, *2*, *3* вектора шума и показаны траектории конца результирующего вектора $U_{рез}$ (пунктирные кривые).

Для малых шумов (рис. 3-25,*в*) вектор $U_{рез}$ колеблется в сравнительно небольшом угле $\Delta\varphi$ и «частотный шум» мал. Если длина вектора $U_ш$ сравнима с длиной вектора несущей, то результирующий вектор может поворачиваться на значительный угол $\Delta\varphi$ (рис. 3-25,*г*), даже превышающий 2π, вследствие чего при прохождении области, близкой к π, на выходе ЧД создаются хаотически следующие пиковые выбросы, обусловленные резкими изменениями углов $\Delta\varphi$: прием переходит в подпороговую область.

Чем шире полоса УПЧ, предшествующего частотному детектору, тем больше вероятность образования больших пиковых значений $U_ш$, превышающих амплитуду несущей. Точнее, чем шире полоса, тем при бо́льших отношениях сигнал/шум (меньшем шуме) на входе достигается ощутимая вероятность образования больших пиков $U_ш$, тем раньше наступает порог. При больших индексах модуляции, когда выигрыш является существенным, ширина спектра ЧМ сигнала, а следовательно, и потребная полоса УПЧ примерно равны удвоенному значению максимальной девиации частоты. Следовательно, при больших индексах модуляции, т. е. широкой полосе УПЧ, пиковые выбросы, сравнимые с несущей, чаще образуются при меньшем уровне шума. Этим и объясняется более раннее наступление порога.

Нельзя ли снизить величину порога, т. е. уменьшить отношение сигнал/помеха на входе УПЧ, при котором наступает резкое ухудшение помеховых характеристик ЧМ приема?

Один из способов снижения порога состоит в демодуляции ЧМ сигналов с помощью системы АСЧ. Физическая причина этого заключается в уменьшении требуемой полосы УПЧ, предшествующего частотному детектору.

Если на вход приемника с системой АСЧ поступает частотно-модулированный по синусоидальному закону сигнал, то для отклонения частоты можно записать:

$$\Delta f_c = \Delta f_{cm} \sin \Omega t; \tag{3-93}$$

здесь Δf_{cm} — максимальная девиация частоты, Ω — частота модуляции.

Вследствие действия системы АСЧ частота генератора будет изменяться по синусоидальному закону с той же частотой Ω и девиацией $\Delta f_{гm}$:

$$\Delta f_г = \Delta f_{гm} \sin (\Omega t + \varphi), \tag{3-94}$$

где φ — дополнительный фазовый сдвиг.

Отношение $\Delta f_{гm}/\Delta f_{cm}$ определяется амплитудно-частотной характеристикой замкнутой системы. При достаточно точном слежении $\Delta f_{гm}/\Delta f_{cm}$ будет близко к единице и амплитуда разностной частоты

$$\Delta f_m = \Delta f_{cm} - \Delta f_{гm}$$

значительно меньше Δf_{cm}.

Если при обычном способе приема ЧМ колебаний потребная полоса УПЧ составляет величину, близкую к удвоенной максимальной девиации частоты сигнала $2\Delta f_{cm}$, то при использовании сле-

дящей системы полоса сужается до величины, близкой к $2\Delta f_m$. Благодаря этому убывает вероятность образования больших шумовых выбросов и снижается порог приема ЧМ сигналов. Может показаться, что повышением быстродействия разностное отклонение частоты Δf_m можно сделать сколь угодно малым и тем самым сузить потребную полосу УПЧ до любого желаемого предела. Однако это не так. По мере уменьшения Δf_m убывает максимальный индекс модуляции на выходе смесителя. При малых индексах модуляции ширина спектра частот, который должен быть пропущен через УПЧ, будет определяться не девиацией частоты, а максимальной частотой модуляции $\Omega_{макс}$, и не может быть меньше чем $2\Omega_{макс}$. Указанным пределом и определяются возможности сужения полосы УПЧ. Легко понять физическую причину этого: для того чтобы изменять $f_г$ с частотой $\Omega_{макс}$, т. е. с этой частотой менять напряжение управления $u_у$, необходимо через предшествующий управителю усилитель (т. е. УПЧ) пропустить сигнал со спектром не у́же чем $2\Omega_{макс}$. Эта так называемая информативная полоса и является пределом к сужению полосы УПЧ (селективного фильтра).

Система АСЧ, предназначенная для демодуляции, должна быть весьма широкополосной, быстродействующей. Для обеспечения широкополосности RC-фильтр из системы обычно исключается, а основное фильтрующее действие возлагается на УПЧ (селективный усилитель). Последний должен быть сконструирован так, чтобы при достаточно крутых срезах амплитудно-частотной характеристики УПЧ обеспечить максимально возможный коэффициент передачи. Для этого в УПЧ вводятся специальные корректирующие цепи, с помощью которых обеспечивается необходимый запас устойчивости системы АСЧ.

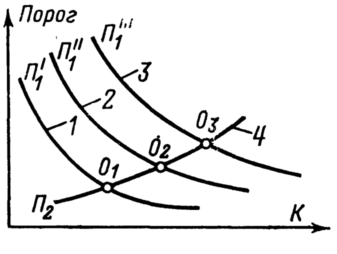


Рис. 3-26.

При расчете систем АСЧ нельзя ограничиться рассмотрением только вопросов быстродействия. Весьма важно выбрать параметры системы так, чтобы обеспечить максимальный выигрыш в отношении снижения порога, т. е. в помехоустойчивости.

Выше были рассмотрены физические причины снижения порога за счет уменьшения полосы УПЧ, обусловленного снижением девиации частоты на входе УПЧ. С увеличением коэффициента передачи системы K (имеется в виду статическая система АСЧ) требуемая полоса УПЧ, а следовательно, и порог системы уменьшаются, стремясь к предельному значению, достигаемому при минимально возможной полосе $2F_{макс}$. Сказанное поясняет рис. 3-26, где изображены несколько кривых *1—3* зависимости порогового отношения мощности сигнал/шум от K. Каждая из кривых соответствует определенному исходному индексу модуляции $m_{ч.м} = \Delta f_{cm}/F_{макс}$, причем кривым с бо́льшими номерами соответствует бо́льший индекс модуляции. По мере роста K, т. е. увеличения быстродействия, пороговое значение уменьшается в соответствии с приведенными выше рассуждениями. Отсюда, однако, нельзя сделать вывода о том, что чем больше K, тем выше реальный выигрыш в отношении снижения порога. В приведенных рассуждениях не учитывалось, что шумы

с выхода ЧД, проникающие на вход управителя частоты, вызывают случайные (шумовые) колебания частоты генератора, т. е. являются причиной дополнительного «частотного шума» генератора. Анализ, приведенный рядом исследователей [Л. 9], показывает, что этот шум носит также пороговый характер (отсюда его название — порог обратной связи). Чем больше коэффициент передачи системы, тем шире полоса замкнутой системы АСЧ, тем, следовательно, выше шумы генератора. Последнее обстоятельство уже обсуждалось ранее, см. стр. 86.

Таким образом, с ростом K происходит увеличение «порога обратной связи» (кривая *4* на рис. 3-26). Ясно, что наилучший результат будет соответствовать системе, у которой оба порога $П_1$ и $П_2$ близки друг к другу, т. е. оптимальной следует считать систему с параметрами, соответствующими точкам пересечения O_1, O_2, O_3 кривых *1*, *2*, *3* с кривой *4*. Выбранные таким образом параметры позволяют снизить порог на 4—7 дБ. Анализ показывает, что при оптимальной полосе можно также обеспечить необходимый запас устойчивости системы АСЧ, выбрав соответствующие корректирующие цепи.

Благодаря рассмотренным особенностям, следящий прием нашел довольно широкое распространение. Примеры практических устройств такого типа описаны в [Л. 9, 12] и здесь повторяться не будут.

В заключение отметим, что рассмотренный способ приема ЧМ сигналов может быть реализован также с помощью следящего фильтра, теория которого разработана Л. В. Агеевым, Я. Г. Родионовым, А. С. Винницким. Частота настройки такого фильтра автоматически «следит» за изменениями частоты сигнала. Достигается это установкой после ЧД устройства, меняющего настройку фильтра УПЧ в соответствии с управляющим напряжением. Таким образом, образуется следящая система. Обе системы, по существу, весьма близки друг к другу. Поскольку динамические характеристики фильтра с переменной настройкой значительно многообразнее, чем генератора с управителем частоты, теория работы следящего фильтра намного сложнее, хотя возможности следящего фильтра в принципе не шире, чем у системы АСЧ. Правда, в некоторых случаях технически осуществить следящий фильтр проще, чем систему АСЧ с необходимыми динамическими свойствами.

3-8. Селекция по частоте

Интересными и достаточно своеобразными являются вопросы частотной селекции в системах АСЧ.

Селекция (избирательность) приемника с системой АСЧ по отношению к сигналу с частотой, отличной от той, за которой осуществляется слежение, определяется раствором сквозной характерисики ЧД (см. рис. 3-16,*в*). Если на вход приемника поступает сигнал с частотой, лежащей за пределами этой характеристики, он будет отсеян и система на этот сигнал реагировать не будет.

Вспомним, что раствор сквозной характеристики определяется, в основном, полосой УПЧ. Следовательно, селекция системы АСЧ по отношению к сигналам с другими частотами, определяется полосой УПЧ. В этом отношении приемник с демодуляцией с помощью системы АСЧ обладает более высокой избирательностью, чем обычный приемник ЧМ сигнала, поскольку полоса УПЧ в последнем

больше (она определяется удвоенной максимальной девиацией частоты сигнала). Повышенная селекция — важное преимущество приема ЧМ сигналов с системой АСЧ.

В связи с селекцией сигналов по частоте в системах АСЧ возникает интересный парадокс. Будем рассуждать формально. Структурная схема см. рис. 3-1 показывает, что система АСЧ является линейной по отношению к входному воздействию, т. е. отклонению частоты сигнала $\Delta f_с$, если оставаться в пределах линейного участка характеристики ЧД. Следовательно, формально для нее справедлив принцип суперпозиции. Если на вход системы поступает отклонение $\Delta f_с$, состоящее, например, из двух слагаемых $\Delta f_{с1}$ и $\Delta f_{с2}$, то на выходе также должно быть два отклонения: $\Delta f_{г1}$ и $\Delta f_{г2}$. Иначе говоря, при действии на вход структурной схемы «двух частот» генератор также должен одновременно генерировать на двух частотах, что, естественно, невозможно. Как сочетать невозможность одновременной генерации на двух частотах с принципом суперпозиции?

Неправильным будет также заключение, что при подаче на структурную схему суммы двух раздельных сигналов $\Delta f_{с1}$ и $\Delta f_{с2}$ отклонение частоты генератора будет равно суммарному отклонению на входе, пропущенному через фильтр с передаточной функцией замкнутой системы, как это следует из структурной схемы на рис. 3-1.

Описанные противоречия немедленно разрешаются, если учесть, что структурная схема системы изображена для частот *, а физическими сигналами, которые поступают на радиоприемное устройство, являются высокочастотные радиосигналы, а не частота. Нельзя подать на систему «две частоты», а можно подать два сигнала различных частот. Не существует частоты отдельно от колебаний, и когда мы говорим, что на входе следящей системы имеется частота, то под этим понимается целая совокупность событий, состоящих в том, что на вход радиоприемника (радиотехнический вход) поступает высокочастотный сигнал с несущей $f_с$, что при определенных условиях, которые были сформулированы выше, для нахождения частоты колебаний генераторов можно воспользоваться структурной схемой на рис. 3-1 или представить систему как фильтр со всеми вытекающими отсюда следствиями. Эта схема не справедлива для «двух частот» и нельзя считать, что поступление на вход приемника двух радиосигналов эквивалентно подаче на схему (см. рис. 3-1) двух раздельных частот $f_{с1}$ и $f_{с2}$.

Приведенные рассуждения станут еще более очевидными, если подчеркнуть, что характеристика ЧД (рис. 3-16,*а*) имеет смысл только тогда, когда на схему ЧД подаются колебания одной частоты. Поскольку инерционность ЧД обычно невелика, по этой характеристике можно определять выходное напряжение меняющейся частоты, но не двух (трех, четырех и т. д.) одновременно действующих сигналов разных частот.

Читатель здесь вправе спросить: ведь сигнал меняющейся частоты (пусть даже медленно, по какому-либо периодическому закону) можно представить в виде совокупности составляющих разных частот — линейчатым спектром. Значит, характеристика ЧД, а сле-

---

* Здесь нам удобнее говорить не об отклонении частот, а о самих частотах. Очевидно, это не меняет сути дела, но сокращает описание и делает его более наглядным.

довательно, и структурная схема рис. 3-1 будут несправедливы для меняющейся частоты, и все, что было сказано в гл. 3 — неправильно? В действительности это не так. Дело в том, что представление ЧМ сигнала в виде совокупности бесконечного множества частот придает сигналу новое качество и делает возможным проведенное ранее рассмотрение.

Вернемся к вопросу о действии на систему АСЧ двух сигналов различных частот. В этом случае еще до смесителя образуются биения поступающих колебаний. Указанные биения затем проходят преобразователь, где переносятся в область промежуточных частот и воздействуют на частотный дискриминатор. Прохождение сложных колебаний через ЧД и далее через систему АСЧ зависит от разности частот и отношения амплитуд воздействующих сигналов. Опишем в общих чертах результаты действия двух сигналов на систему АСЧ. Частота генератора в установившемся режиме оказывается смещенной относительно f_{c1} и f_{c2} в сторону частоты, для которой сигнал имеет бóльшую амплитуду. Помимо этого генератор будет иметь дополнительную частотную модуляцию с частотой, равной разности $f_{c1}-f_{c2}=\Delta f_р$, а девиация частоты генератора зависит от соотношения между $\Delta f_р$ и полосой замкнутой системы.

3-9. Примеры частотных систем АСЧ

Приведем несколько практических примеров построения частотных систем АСЧ из разных областей радиоэлектроники. Назначение этих примеров — служить некоторой иллюстрацией материалов, рассмотренных в предшествующих главах.

Система АПЧ радиоприемника «Рига-101» («Рига-102, «Рига-103»). В транзисторном радиовещательном радиоприемнике «Рига-101» используется частотная система АСЧ для подстройки частоты гетеродина ЧМ канала в диапазоне УКВ. Здесь применяется типовая статическая система с управителем частоты на варикапе Д901Б и двухзвенным *RC*-фильтром (рис. 3-27), состоящим из двух одинаковых звеньев с постоянными времени $R_ф C_ф=470\cdot 0{,}047$ мс$=$ $=22$ мс.

В вещательных приемниках ЧМ сигналов, как и в данном приемнике, для демодуляции ЧМ колебаний обычно используется дробный детектор (или детектор отношений). Последний почти нечувствителен к быстрым изменениям амплитуды входных сигналов, обладает высоким коэффициентом передачи, чем объясняется его широкое распространение. Этот детектор одновременно используется в качестве дискриминатора системы АСЧ.

По принципу действия дробный детектор близко напоминает дискриминатор со связанными контурами (см. рис. 2-13). Отличие состоит в способе включения диодов и в наличии конденсатора большой емкости C, шунтирующего нагрузочные цепи амплитудных детекторов R_1C_1 и R_2C_2. Кроме того, вместо конденсатора C в схеме рис. 2-13 здесь применяется индуктивная связь (катушка $L_{св}$ на рис. 3-27). Дополнительные резисторы $R_б$ являются вспомогательными и служат в основном для балансировки выходного напряжения. Благодаря последовательному включению диодов напряжения u_1 и u_2 на конденсаторах C_1 и C_2 имеют по отношению к их общей точке A противоположные полярности. Конденсатор C заряжен до суммарного напряжения $u_0=u_1+u_2$. Падением напряжения на резисторах $R_б$ пренебрегаем в силу того, что $R_б \ll R_1$, R_2. Напряжение

$u_{ч.д}$ образуется между этой точкой и корпусом; очевидно, что в установившемся режиме

$$u_{ч\ д}=u_1—u_0/2=(u_0/2)—u_2.$$

Учитывая предыдущее равенство, получим $u_{ч\ д}=u_1—(u_1+$ $+u_2)/2=(u_1—u_2)/2$.

Следовательно, выходное напряжение ЧД равно полуразности выпрямленных напряжений. При точной настройке, когда $\Delta f=0$, напряжение на входах обоих детекторов одинаково (см. векторную диаграмму на рис. 2-14,*а*) и $u_1=u_2$, а $u_{ч.д}=0$. Возникновение расстройки вызывает появление выходного напряжения, величина и полярность которого определяются величиной и знаком Δf так же,

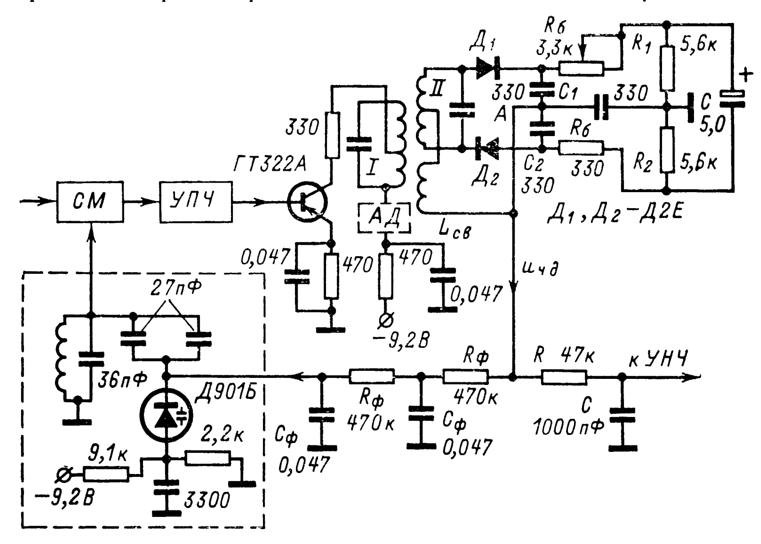


Рис. 3-27.

как это было для ЧД с фазовым детектированием. При прочих равных условиях для малых Δf результирующее выходное напряжение в этой схеме будет в 2 раза меньше, чем в схеме рис. 2-13. При больших значениях Δf характеристика детектора отношений отличается от характеристики балансного ЧД из-за того, что постоянные составляющие токов обоих диодов проходят здесь по общим резисторам R_1 и R_2. Благодаря конденсатору большой емкости C быстрые изменения амплитуды входного сигнала не влияют на величину выходного напряжения. Однако медленные изменения амплитуды сказываются на выходном напряжении. Следовательно, коэффициент передачи $K_{ч.д}$ дробного детектора не будет зависеть от уровня сигнала на его входе только для быстрых изменений амплитуды. Стабилизация $K_{ч.д}$ для медленных изменений сигнала должна обеспечиваться системой АРУ или предшествующим ограничителем.

В качестве управляющего элемента используется варикап — диод Д901Б, который входит в контур гетеродина (последний обведен на рис. 3-27 пунктиром). С выхода ЧД напряжение поступает

не только на фильтр системы АСЧ, но и через RC-фильтр ($R=$ $=47$ кОм $C=1000$ пФ) на усилитель низкой частоты. В коллекторную цепь транзистора ГТ 322А помимо контура I ЧД включен также амплитудный детектор АД для выделения огибающей при работе с амплитудной модуляцией. Это свидетельствует о том, что в данной схеме ЧД ограничение не применяется и стабилизация медленных изменений интенсивности сигналов на входе обеспечивается именно системой АРУ.

Использование двухзвенного фильтра в системе накладывает ограничение на увеличение K: при большом K система имеет слишком «колебательную» предельную характеристику. Если считать допустимым 50%-ный выброс этой характеристики, то из рис. 2-29 получим $\zeta=0{,}3$ и, как следует из соотношений (3-38),

$$\zeta=\frac{T_1+T_2+T_c}{2\sqrt{K+1}\sqrt{T_1T_2}}=\frac{3}{2\sqrt{K+1}}=0{,}3.$$

Отсюда получаем $K\leqslant 24$. Это достаточно высокое значение K. Если считать допустимым выброс около 15—20%, когда $\zeta=0{,}5$, то из формул (3-38) легко найти $K\leqslant 8$. Поскольку в рассматриваемом

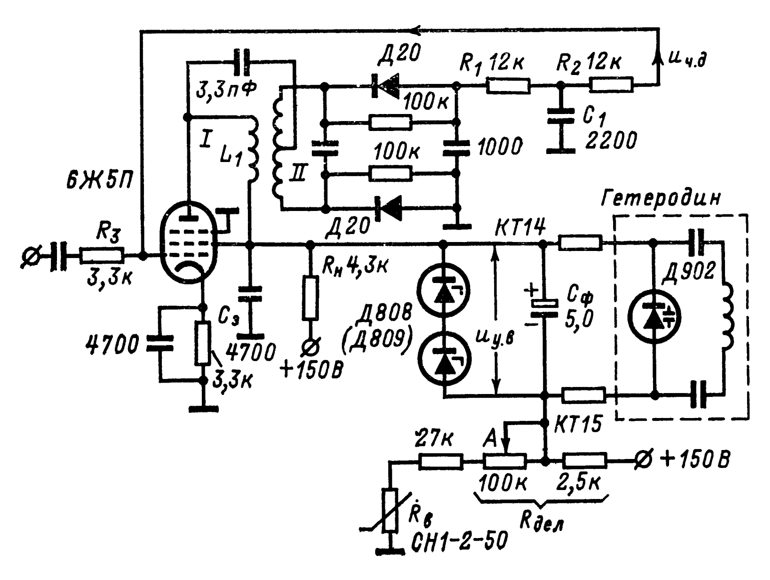


Рис. 3-28.

приемнике частота гетеродина достаточно стабильна и, кроме того, высоких требований к точности подстройки не предъявляется, в системе выбран невысокий коэффициент K. Его номинальное значение равно трем.

Система АСЧ гетеродина телевизионных приемников. В телевизорах I класса и унифицированных телевизорах УНТ 47/59 используется система АСЧ для автоподстройки частоты гетеродина

(АПЧГ). Рассмотрим систему АСЧ телевизоров УНТ 47/59. Система построена по стандартной схеме: напряжение с выхода смесителя поступает на усилитель промежуточной частоты изображения (УПЧИ) и далее — на частотный дискриминатор, усилитель постоянного тока (УПТ), фильтр, а затем — на варикап, включенный в контур гетеродина. В системе применена рефлексная схема: одна и та же лампа используется в частотном дискриминаторе и в усилителе постоянного тока. Наиболее существенные элементы этой системы изображены на рис. 3-28.

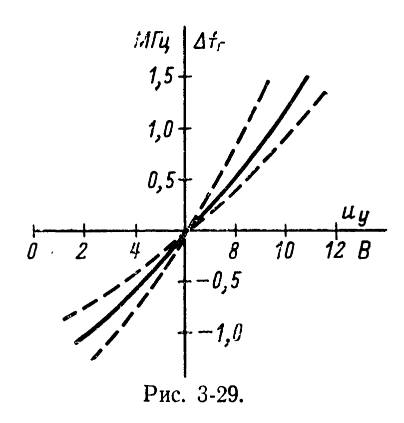


Рис. 3-29.

Напряжение с выхода третьего каскада УПЧИ подается на сетку лампы 6Ж5П, в анодную цепь которого включен контур *I* описанного в гл. 2 частотного дискриминатора (см. рис. 2-15). Выходное напряжение $u_{ч.д}$ ЧД через *RC*-фильтр с малой постоянной времени $R_1C_1 = 12\cdot10^3\cdot2200\cdot10^{-12}$ с $=26{,}4$ мкс поступает на **сетку той же** лампы, работающей как УПТ. Для сравнительно медленно меняющегося напряжения $u_{ч.д}$ индуктивность L_1 контура *I* можно рассматривать как короткое замыкание, вследствие чего пентод работает в триодном режиме. Усиленное напряжение снимается с нагрузочного резистора $R_н$ и подается на варикап Д902 для управления частотой колебаний гетеродина. Для выбора исходной рабочей точки варикапа используется делитель напряжения, состоящий из цепочки резисторов $R_{дел}$. Иногда схема выбора исходной рабочей точки трактуется как мостовая, образованная лампой 6Ж5П, ее нагрузкой ($R_н$) и двумя частями делителя напряжений. Движок потенциометра (потенциал точки *А*) устанавливается так, чтобы при номинальном значении промежуточной частоты изображения $f_0 = 38$ МГц исходное напряжение $u_{у.в}$, подаваемое на варикап, составляло 6 В, т. е. потенциал катода диода Д902 (или потенциал точки *А*) должен быть на 6 В ниже потенциала экранной сетки (или анода) лампы 6Ж5П. Это соответствует линейному участку характеристики управителя (зависимости отклонения частоты генератора $\Delta f_г$ от напряжения $u_у$ на управителе), показанной на рис. 3-29. Пунктирные кривые здесь соответствуют возможным изменениям характеристики для различных телевизионных каналов. Среднее значение коэффициента передачи управителя составляет примерно $K_у = 0{,}25$ МГц/В. Для стабилизации исходной рабочей точки в составе делителя имеется варистор $R_в$, сопротивление которого при изменениях температуры меняется так, что частично компенсирует уходы величины сопротивления остальных резисторов усилителя.

Варикап шунтирован двумя последовательно включенными стабилитронами Д808 (Д809), ограничивающими предельно допустимые изменения напряжения на варикапе величиной 16 В. Это сделано для защиты варикапа от пробоя, поскольку в практически выпол-

ненных устройствах система АПЧГ объединена со схемой ручной подстройки частоты, где трудно точно ограничить регулируемое напряжение на варикапе. На процессы подстройки частоты эти стабилизаторы практически не влияют.

Варикап шунтирован конденсатором большой емкости $C_ф = 5,0$ мкФ, которая вместе с $R_н$ и резисторами делителя образуют фильтр системы АСЧ. Постоянная времени фильтра приблизительно равна $R_н C_ф \approx 4,3 \cdot 10^3 \cdot 5,0 \cdot 10^{-6} = 20,5 \cdot 10^{-3}$ с, что на три порядка больше, чем $R_1 C_1$. Таким образом именно этот фильтр является основным, в то время, как цепь $R_1 C_1$ (совместно с резисторами R_2, R_3 и конденсатором $C_э$) имеет вспомогательное значение.

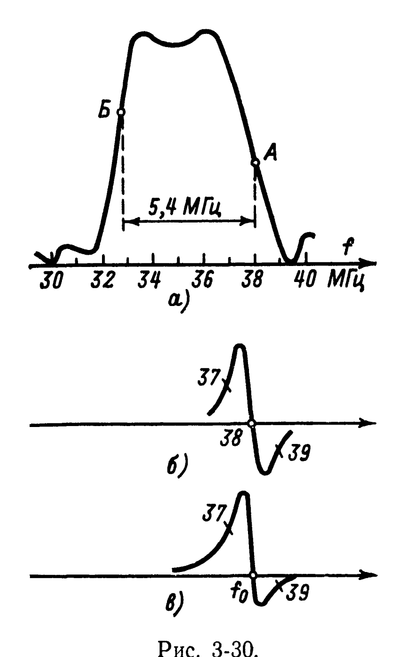


Рис. 3-30.

Остановимся на особенностях характеристик системы. На рис. 3-30,*а* приведена номинальная частотная характеристика УПЧИ. Номинальное значение промежуточной частоты находится на правом склоне характеристики. Такое расположение обусловлено тем, что спектр изображения асимметричен: его бóльшая часть приходится на одну боковую полосу; для сокращения ширины занимаемой полосы вторая боковая в значительной степени подавлена. На рис. 3-30,*б* нанесена характеристика ЧД. Поскольку в системе АПЧ используется верхняя настройка гетеродина, необходимо, чтобы общий коэффициент передачи K был отрицательным (см. стр. 60), т. е. коэффициенты передачи дискриминатора и управителя должны иметь противоположные знаки. Если считать $K_у > 0$, то наклон характеристики ЧД должен быть отрицательным, а сама характеристика (рис. 3-30,*б*) являться зеркальным отображением рассмотренной выше для случая нижней настройки генератора (см. рис. 2-9). Величина $|K|$ в среднем для данной схемы составляет 20—30.

Заметив, что изменение знака $K_{ч.д}$ достигается простым переключением выходных концов ЧД. Сквозная характеристика ЧД в отличие от сказанного ранее (см. рис. 3-16) в этой системе формируется не так, как обычно: при симметричной характеристике отдельно взятого ЧД сквозная характеристика при подаче сигнала получается асимметричной (рис. 3-30,*в*).

Поэтому напряжение на выходе фильтра ($u_{у.в}$ на рис. 3-28) будет разным при отсутствии и наличии сигнала на входе приемника (3 В и 6 В соответственно); из-за асимметрии сквозной характеристики при подаче телевизионного сигнала с частотой $f_0 = 38$ МГц на выходе ЧД возникает дополнительное напряжение около 3 В.

Заметим, что введением начальной асимметрии в исходную характеристику ЧД сквозную характеристику можно сделать более симметричной.

Система АПЧГ телевизоров I класса («Рубин-110», «Рубин-111» и «Рубин-113») мало отличается от описанной; различие состоит в использовании для УПТ отдельного триода и RC-фильтра с несколько другими постоянными времени. Подробные указания по настройке и регулировке схем содержатся в [Л. 6, 14].

Глава четвертая

ФАЗОВЫЕ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО СЛЕЖЕНИЯ ЗА ЧАСТОТОЙ И ФАЗОЙ

Фазовые системы автоматического слежения за частотой нашли весьма широкое применение в разнообразных радиоэлектронных устройствах. Иногда задачей этих устройств является автоматическое слежение не за частотой, а за фазой выходных сигналов. Различие в решаемых этими двумя системами задачах может сказываться на выборе параметров, в то время как принцип действия и схемы систем по существу одинаковы.

Будем рассматривать поэтому фазовые системы слежения за частотой (АСЧ), оговаривая в отдельных случаях отличительные особенности фазовых систем слежения за фазой (АСФ). В литературе обычно не делают различий между указанными системами и их по традиции называют системами фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Назначение и области применения систем значительно разнообразнее, чем следует из этого названия. Этим и обусловлено использование другого названия: фазовые системы слежения за частотой (или фазой).

В гл. 1 рассматривались функциональные схемы фазовых систем АСЧ. Было показано, что в схемном отношении эти системы достаточно просты. Однако анализ фазовых систем намного сложнее, чем частотных. Здесь не удастся раскрыть свойства систем ФАСЧ также полно, как это было сделано для частотных систем АСЧ. Часто придется прибегать к физической трактовке процессов или просто изложению свойств системы без особых обсуждений. Свою задачу ограничим раскрытием только основных свойств систем ФАСЧ.

При рассмотрении материала будем основываться на схеме рис. 1-2. На фазовый детектор (ФД) поступают напряжения: опорное со следящего генератора $Г$ и напряжение входного радиосигнала $u_с$. Выходное напряжение $u_{ф.д}$ ФД через фильтр $Ф$ с передаточной функцией $F(D)$ подается в виде управляющего напряжения $u_у$ на устройство управления частотой, вследствие чего изменяется частота следящего генератора.

4-1. Равновесные режимы в системе ФАСЧ. Полоса удержания

Напомним характеристики входящих в состав системы элементов (см. гл. 2).

Основную характеристику фазового детектора ФД будем записывать в виде

$$u_{ф.д}=K_д \cos \varphi, \qquad (4\text{-}1)$$

где $K_д$ — множитель, стоящий перед косинусоидальной функцией. Для балансного ФД при амплитуде колебаний генератора $U_{гm}$, во много раз превосходящей амплитуду $U_{сm}$ колебаний сигнала ($U_{гm} \gg U_{сm}$), величина $K_д = 2K_{дет}U_{сm}$ (см. стр. 19). В общем случае коэффициент $K_д$ имеет размерность напряжения и возрастает с увеличением $U_{сm}$. Физически $K_д$ равно максимальному напряжению на выходе ФД: $K_д = u_{ф.д(макс)}$.

Косинусоидальная зависимость от разности фаз φ не имеет принципиального значения и выбрана для определенности. Выводы относительно свойств системы будут почти всегда справедливы, когда функция $\psi(\varphi)$ в соотношении (2-1) отклоняется от косинусоидальной. В частности, если $U_{сm}$ окажется равным (или близким) к $U_{гm}$, то коэффициент $K_д$ пропорционален амплитуде этих колебаний. И в этом случае

$$u_{ф.д(макс)} = K_д. \tag{4-2}$$

В гл. 1 были рассмотрены схемы ФД, где на определенных участках функции $\psi(\varphi)$ близка к линейной (см. стр. 19—20) или линейна (рис. 2-7), но эта зависимость также остается периодической.

В фазовых системах АСЧ используются фильтры тех же типов, что в частотных системах. Передаточные функции и свойства фильтров рассматривались в гл. 2.

Управитель частоты будем считать пропорциональным, так что частота генератора $f_г$ в рабочем диапазоне

$$f_г = f_{г0} + K_у u_у, \tag{4-3}$$

где $u_у$ — управляющее напряжение на выходе фильтра.

Вначале предположим, что частота сигнала постоянна и равна $f_с$. При этом условии установившийся режим, как было показано в гл. 1, может существовать только при условии, что $f_г = f_с$. Таким образом, в фазовой системе АСЧ при постоянной $f_с$ в установившемся режиме отсутствует остаточная расстройка по частоте, т. е. $\Delta f = f_с - f_г = 0$. Это свидетельствует о том, что фазовая система АСЧ относится к классу астатических систем слежения.

Предположим, что между частотой сигнала $f_с = f_{с0}$ и частотой генератора $f_{г0}$ до включения системы АСЧ (при $u_у = 0$) имелась начальная расстройка $\Delta f_н = f_{с0} - f_{г0}$. После завершения переходных процессов частота генератора «подстроится» под частоту сигнала и в конце концов наступит равенство $f_г = f_{с0}$, т. е. система «отработает» расстройку Δf. Легко найти напряжение $u_у$ и разность фаз $\varphi = \varphi_р$, при которых наступает равновесный режим. Ясно, что результирующее отклонение частоты генератора $\Delta f_г = f_г - f_{г0}$ будет равно $\Delta f_н$. Поскольку, с другой стороны, $\Delta f_г = K_у u_у$ (см. стр. 45), то $\Delta f_н = K_у u_у$. Напряжения на входе и выходе фильтра в равновесном состоянии одинаковы $u_{ф.д} = u_у = \Delta f_н / K_у$. Однако, с другой стороны, $u_{ф.д} = K_д \cos \varphi$. Отсюда можно найти, чему равна равновесная разность фаз $\varphi_р$, которая установится в системе. Приравняв $u_{ф.д}$ и $u_у$, получим:

$$K_д \cos \varphi_р = \Delta f_н / K_у. \tag{4-4}$$

Удобно перейти к начальной расстройке в круговых частотах

$$\Delta\omega_н = 2\pi \Delta f_н. \tag{4-5}$$

Тогда из равенства (4-4) для равновесной разности фаз $\varphi_р$ получаем соотношение

$$\cos\varphi_р = \frac{\Delta f_н}{K_д K_у} = \frac{\Delta\omega_н}{2\pi K_д K_у}. \qquad (4\text{-}6)$$

Коэффициент $K_у$ показывает, на сколько герц отклоняется частота генератора при изменении управляющего напряжения на 1 В. Коэффициент $K_д$ равен максимально возможному напряжению на выходе ФД: $u_{ф.д(макс)} = K_д \cos 2k\pi$ ($k=0, \pm 1, \pm 2 \ldots$) и для установившегося режима — максимально возможному напряжению на входе управителя: $u_{ф.д(макс)} = u_{у(макс)}$. Следовательно, произведение $K_д K_у$ представляет собой максимально возможное отклонение частоты генератора, которое возможно в системе, а величина

$$\Delta\omega_{макс} = 2\pi K_д K_у \qquad (4\text{-}7)$$

представляет максимальное отклонение круговой частоты генератора. Равновесный режим в системе определяется равенством

$$\cos\varphi_р = \Delta\omega_н / \Delta\omega_м, \qquad (4\text{-}8)$$

а равновесная разность фаз $\varphi_р$ — выражением

$$\varphi_р = \arccos \Delta\omega_н / \Delta\omega_м. \qquad (4\text{-}9)$$

На рис. 4-1 изображена характеристика фазового детектора $u_{ф.д} = K_д \cos\varphi$ и проведена прямая на уровне $(\Delta\omega_н/\Delta\omega_м) K_д$ (для $\Delta\omega_н > 0$). Очевидно, точки пересечения этой прямой с характеристи-

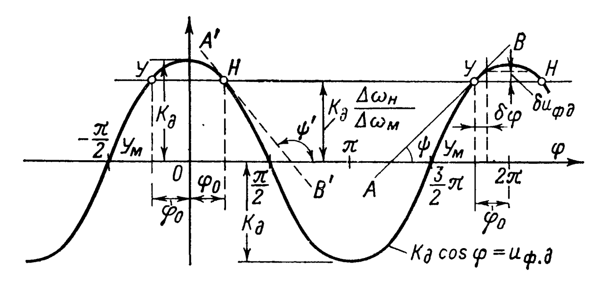


Рис. 4-1.

кой ФД в соответствии с выражением (4-8) определяют равновесные состояния системы, помеченные буквами *У* и *Н*. Точка *У*, как будет пояснено дальше, соответствует устойчивым, а *Н* — неустойчивым состояниям равновесия *. Обозначим угол, соответствующий

* Наличие в системе не равной нулю равновесной разности фаз дает иногда повод для того, чтобы в некоторых книгах, посвященных системам ФАПЧ, отнести эту систему к классу «статических по отношению к фазе». Такое утверждение может привести к недоразумению.

Система фазовой АСЧ (ФАПЧ) является астатической по отношению к частоте. Ниже будет показано, что она астатическая и по отношению к фазе, т. е. постоянная фаза входного сигнала отрабатывается системой без установившейся ошибки (см. стр. 118).

главному значению арккосинуса (в интервале 0—π), через φ_0, так что

$$\varphi_0 = \arccos \Delta\omega_н/\Delta\omega_м, \qquad (4\text{-}10)$$

и

$$\cos \varphi_0 = \Delta\omega_н/\Delta\omega_м. \qquad (4\text{-}11)$$

Тогда для неустойчивых равновесных состояний H можно записать

$$\varphi_н = \varphi_0 \pm 2k\pi, \qquad (4\text{-}12)$$

а для устойчивых состояний равновесия

$$\varphi_у = -\varphi_0 \pm 2k\pi. \qquad (4\text{-}13)$$

Будем увеличивать частоту сигнала бесконечно медленно так, чтобы в системе не наблюдались переходные процессы. Тогда точки $У$ и H будут сближаться, поднимаясь к максимуму косинусоиды, и сольются при $K_д(\Delta\omega_н/\Delta\omega_м) = K_д$, т. е. когда $\Delta\omega_н = \Delta\omega_м$.

Дальнейшее отклонение частоты сигнала не может быть скомпенсировано системой. Это следует также из того, что максимально возможное отклонение круговой частоты генератора в системе (в одну сторону) также равно $\Delta\omega_м$. Ясно, что все рассуждения полностью справедливы и для $\Delta\omega_н < 0$. Таким образом, приходим к заключению, что система оказывает регулирующее действие и, следовательно, имеет полосу удержания, определяемую равенством: $\pm\Delta\omega_с = \pm\Delta\omega_м$. Следовательно,

$$2\Delta f_{уд} = 2\Delta\omega_м/2\pi = 2 \cdot 2\pi K_д K_у/2\pi = 2K_д K_у. \qquad (4\text{-}14)$$

Полоса удержания здесь имеет тот же смысл, что и для частотных систем АСЧ. Система не в состоянии оказывать регулирующего действия, когда $\Delta f_с$ выйдет за пределы полосы удержания. Если окажется, что $\Delta f_с > \Delta f_{уд}$, в системе наступит своеобразный режим частотной модуляции генератора. Частота модуляции равна $\Delta\omega_н$. Такой режим практически не используется, и его следует считать нерабочим.

4-2. Фазовые системы АСЧ при малых отклонениях разности фаз (линейный режим)

Зависимость напряжения на выходе ФД является нелинейной функцией (4-1) разности фаз, а следовательно, и разности частот. Поэтому фазовая система АСЧ является нелинейной, что и определяет трудности ее анализа. Поступая так же, как в случае частотных систем АСЧ, прибегнем к линеаризации. Напомним, что частотная система АСЧ является линейной при малой расстройке Δf (последняя не должна выходить за пределы линейного участка (a, b) характеристики ЧД — см. рис. 2-9). В фазовой системе АСЧ условиями линеаризации будут малые отклонения $\delta\varphi$ от разности фаз $\varphi_у$, характеризующей состояния устойчивого равновесия $У$ (рис. 4-1). В пределах отклонений $\delta\varphi$ можно заменить нелинейную зависимость $u_{ф.д}$ от φ [выражение (4-1)] линейной. Задача ставится так: следящий генератор отработал начальное частотное отклонение $\Delta\omega_н$ и система перешла в равновесный режим, определяемый одной из то-

чек $У$ на рис. 4-1. Фазы этих точек различаются на величину $\pm 2k\pi$ (k — натуральное число). Поэтому практически указанные точки неразличимы и можно говорить о любой из них (например, о лежащей между значениями $3\pi/2$ и 2π). Затем частота сигнала отклоняется, но так, что разность фаз в системе отклоняется от равновесной на достаточно малую величину $\delta\varphi$. При этих условиях косинусоидальную зависимость $u_{ф.д}(\varphi)$ можно заменить линейной, т. е. для нахождения $u_{ф.д}$ вместо действительной характеристики ФД используем прямую AB, касательную к косинусоиде в точке $У$. Приращение напряжения $\delta u_{ф.д}$ при отклонении от равновесного состояния $У$ будет теперь пропорционально приращению разности фаз $\delta\varphi$:

$$\delta u_{ф.д}=K\delta\varphi. \qquad (4\text{-}15)$$

Коэффициент пропорциональности K в формуле (4-15) есть не что иное, как тангенс угла ψ наклона прямой AB к оси абсцисс: $\operatorname{tg}\psi=K$.

Найдем коэффициент K. Заметим предварительно, что тангенс угла наклона касательной (прямая $A'B'$ на рис. 4-1) в точках равновесия H ($\operatorname{tg}\psi'$) будет отрицательным и по абсолютному значению равным K.

Напряжение $u_{ф.д}$ при отклонении от равновесного состояния $У$ получает приращение $\delta u_{ф.д}$, так что можно записать:

$$u_{ф.д}+\delta u_{ф.д}=K_д\cos(\varphi_у+\delta\varphi)=$$
$$=K_д[\cos\varphi_у\cos\delta\varphi-\sin\varphi_у\sin\delta\varphi].$$

Если $\delta\varphi$ мало, то можно считать, что $\cos\delta\varphi\approx 1$, а $\sin\delta\varphi\approx\delta\varphi$. Тогда

$$u_{ф.д}+\delta u_{ф.д}\approx K_д(\cos\varphi_у-\sin\varphi_у\delta\varphi).$$

Поскольку в равновесном состоянии $u_{ф.д}=K_д\cos\varphi_у$, получаем:

$$\delta u_{ф.д}=-K_д\sin\varphi_у\delta\varphi.$$

Подставляя сюда вместо $\varphi_у$ его значение (4-13), получаем:

$$\delta u_{ф.д}=[K_д\sin\varphi_0]\delta\varphi. \qquad (4\text{-}16)$$

Приращение напряжения при отклонении на величину $\delta\varphi$ от точки $У$ пропорционально $\delta\varphi$, что соответствует перемещению рабочей точки по прямой AB. Тангенс угла наклона этой прямой равен отношению $\delta u_{ф.д}/\delta\varphi$, т. е.

$$\operatorname{tg}\psi=\delta u_{ф.д}/\delta\varphi=K_д\sin\varphi_0.$$

Сравним формулу (4-16) с (4-15). Ясно, что

$$K=K_д\sin\varphi_0=K_дK_0, \qquad (4\text{-}17)$$

где

$$K_0=\sin\varphi_0. \qquad (4\text{-}18)$$

Таким образом, ФД при малых отклонениях от равновесного режима можно рассматривать как пропорциональное звено с коэффициентом передачи K, равным произведению коэффициента $K_д$ на величину K_0, меньшую единицы. Последняя зависит от начальной

расстройки $\Delta\omega_н$, поскольку

$$\sin\varphi_0 = K_0 = \sqrt{1-\cos^2\varphi_0} = \sqrt{1-\left(\frac{\Delta\omega_н}{\Delta\omega_м}\right)^2}. \qquad (4\text{-}19)$$

Эта зависимость показана на рис. 4-2.

Коэффициент K_0 достигает своего максимального значения для нулевых начальных расстроек $\Delta\omega_н=0$, когда состояния равновесия переходят в точки $У_м$, и падает до нуля при $\Delta\omega_н=\Delta\omega_м$ (рис. 4-2).

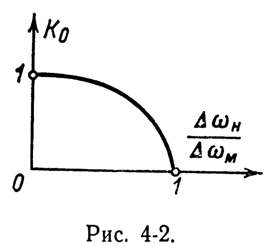


Рис. 4-2.

Если бы зависимость $\psi(\varphi)$ в формуле (2-1) была на некотором участке линейной, то для этого участка (и только для него) ФД представлялся пропорциональным звеном с коэффициентом передачи $K_д$ (т. е. $K_0=1$).

После замены ФД линейным (пропорциональным) звеном $K_дK_0$, можно составить структурную схему для разности частот. Для этого необходимо напомнить, что отклонение круговой частоты представляет собой скорость изменения разности фаз (см. стр. 53). Предположим, что частота сигнала отклонилась от равновесного значения на величину $\delta f_с$, а частота генератора на $\delta f_г$. Тогда возникнет расстройка $\delta f=\delta f_с-\delta f_г$ и отклонение круговой частоты $\delta\omega=2\pi\delta f$. При этом между генераторамн будет существовать разность фаз $\delta\varphi$ такая, что

$$\delta\omega=2\pi\delta f=D(\delta\varphi). \qquad (4\text{-}20)$$

Следовательно, разность фаз

$$\delta\varphi=\frac{2\pi}{D}\delta f \qquad (4\text{-}21)$$

[см. формулы (2-54) и (2-55)].

Таким образом, для перехода от δf к $\delta\varphi$ необходимо пропустить δf через интегратор с коэффициентом передачи* 2π (передаточная функция $2\pi/D$). В свою очередь, δf находится путем вычитания $\delta f_г$ из $\delta f_с$. Все это показано на рис. 4-3,*а*.

Пропустив $\delta\varphi$ через динамическое пропорциональное звено с коэффициентом передачи $K=K_дK_0$, получим приращение $\delta u_{ф.д}$ напряжения на выходе ФД [см. (4-15)]. Далее, как и в системе частотной АСЧ, следует фильтр с передаточной функцией $F(D)$ и управитель с передаточной функцией (коэффициентом передачи) $K_у$. В результате приходим к структурной схеме линеаризованной системы фазовой АСЧ (рис. 4-3,*а*).

Прежде чем проводить анализ этой схемы, составим аналогичную структурную схему для случая, когда перед системой стоит задача слежения за фазой входных колебаний $\varphi_с$. В этом случае приращение разности фаз сигналов, на которое реагирует фазовый детектор,

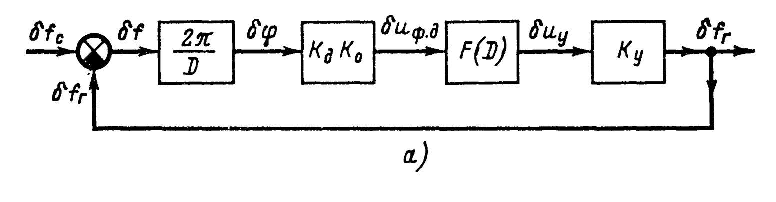
$$\delta\varphi=\delta\varphi_с-\delta\varphi_г; \qquad (4\text{-}22)$$

---

* Здесь полезно вспомнить сказанное ранее (см. стр. 54) о размерности коэффициента передачи интегрирующего звена, входом которого является частота, а выходом — фаза, и еще раз убедиться в том, что здесь этот коэффициент является безразмерным.

здесь $\delta\varphi_c$ и $\delta\varphi_г$ — приращения разности фаз входного сигнала и генератора относительно равновесного состояния.

Равенство (4-22) определяет сравнивающий элемент структурной схемы (рис. 4-3,*б*). Далее следует пропорциональное звено $K_д K_0$, отражающее зависимость (4-15), фильтр $F(D)$ и пропорциональный управитель с коэффициентом передачи $K_у$. Выходом управителя является отклонение частоты генератора $\delta f_г$. Для перехода от $\delta f_г$



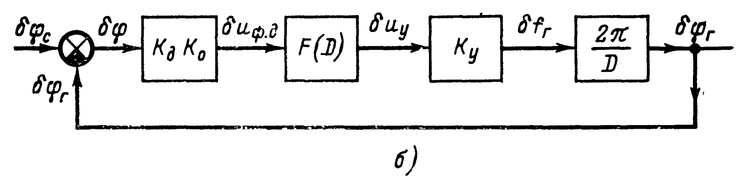


Рис. 4-3.

к $\delta\varphi_г$ необходимо использовать формулу связи между отклонениями частоты и фазы (4-21), которая в данном случае будет иметь вид

$$\delta\varphi_г = (2\pi/D)\delta f_г. \tag{4-23}$$

Это равенство отображено на структурной схеме интегрирующим звеном с коэффициентом передачи 2π (звено $2\pi/D$).

Таким образом, приходим к структурной схеме рис. 4-3,*б*, которая отличается от схемы рис. 4-3,*а* только местом расположения звена $2\pi/D$.

Поскольку передаточные функции обеих систем одинаковы (отличие в порядке расположения звеньев в структурной схеме линейной системы никакого значения не имеет), все процессы для системы, входом и выходом которой является фаза, будут такими же, как и системы, входом и выходом которой является частота.

Подчеркнем еще раз условия, при которых справедливы полученные структурные схемы. Система находится в состоянии равновесия *У*, зависящем от величины начальной расстройки генераторов (этим определяется значение коэффициента K_0). Далее входной сигнал отклоняется по частоте (фазе). Наблюдаются отклонения частоты (фазы) генератора. Все процессы в системе таковы, что величина $\delta\varphi$ отклонения фазы от состояния равновесия остается достаточно малой в любой момент времени.

Процессы в системе определяются ее передаточной функцией

$$\Phi(D) = \frac{W(D)}{1 + W(D)}, \tag{4-24}$$

где

$$W(D) = K_v F(D) \tag{4-25}$$

— передаточная функция разомкнутой системы

$$K_v = 2\pi K_д K_у K_0 = \Delta\omega_м K_0 \quad (4\text{-}26)$$

— коэффициент передачи системы, 1/с.

Для схемы рис. 4-3,*а*

$$\delta f_г = \Phi(D)\delta f_с$$

для схемы рис. 4-3,*б*

$$\delta\varphi_г = \Phi(D)\delta\varphi_с.$$

Последние соотношения еще раз подтверждают утверждение о тождественности процессов по отношению к частоте и фазе в линеаризованной системе.*

Фазовая система АСЧ является астатической: в состав ее структурной схемы входит интегратор. Характерная особенность данной системы АСЧ состоит в том, что она содержит пропорциональное звено с коэффициентом передачи K_0, зависящим от начальной расстройки генераторов (график этой зависимости представлен на рис. 4-2). При отсутствии начальной расстройки ($\Delta\omega_н=0$), K_0 имеет максимальное значение, равное единице. При расстройке, соответствующей половине полосы удержания $\Delta\omega_н = \pm 2\pi\Delta f_{уд}$, коэффициент $K_0=0$ (и $K_v=0$) и слежение прекращается. Зависимость K_0 от начальной расстройки приводит к тому, что динамические свойства системы также зависят от $\Delta\omega_н$ (равно как от начального смещения на управляющем элементе).

Заметим, что для $[\Delta\omega_н/\Delta\omega_м]=0{,}4\div0{,}5$ изменение K_v не превышает 10—15%-ного отклонения от максимального значения $K_{v(макс)} = 2\pi K_д K_у$. Следовательно, изменение динамических свойств следует учитывать только при $[\Delta\omega_н/\Delta\omega_м]>0{,}5$. Отметим также, что при ФД с кусочно-линейной зависимостью $u_{ф.д}$ от φ, $K_0=1$ и изменения динамических свойств при изменении $\Delta\omega_н$ в пределах линейных участков характеристики ФД не происходят.

Перейдем к рассмотрению динамики линеаризованных систем АСЧ без фильтра и с разными типами фильтров.

В практических схемах фазовых систем используются чаще всего фильтры двух типов: однозвенный *RC*-фильтр (передаточная функция (2-14), и пропорционально интегрирующий фильтр [передаточная функция (2-25)].

Известно большое число фазовых систем АСЧ с разнообразными типами фильтрующих устройств, включаемых между фазовым детектором и управителем частоты (интеграторы, нелинейные фильтры, фазовращатели и т. п.). Эти системы рассмотрены в специальной литературе, в том числе фундаментальной монографии [Л. 8]. Широко применяется на практике также импульсно-фазовая система АСЧ.

Простейшая система без фильтра. Анализ этой системы имеет целью выявить основные свойства системы и пояснить, почему необходимо усложнить ее структуру. Подчеркнем, что рассматривается линеаризованная система. Передаточные функции разомкнутой и замкнутой систем будут соответственно:

$$W(D) = K_v/D;\ \Phi(D) = K_v/(D+K_v) = 1/(\tau D+1);\ \tau = 1/K_v.$$

* Если учесть нелинейные явления в системе, то это утверждение может оказаться несправедливым, т. е. большие отклонения частоты и фазы по-разному отрабатываются системой.

Динамические свойства системы без фильтра (или с фильтром, имеющим очень малую постоянную времени) совпадают с рассмотренными ранее свойствами инерционного звена. Переходная характеристика такой системы — экспонента с постоянной времени $\tau = 1/K_v$. Время установления процессов

$$t_{\text{уст}} = 2{,}3\tau = 2{,}3/K_v.$$

Полоса пропускания системы

$$B_\Omega = K_v; \quad B = 1/2\pi\tau = (1/2\pi)\, K_v.$$

Эквивалентная полоса

$$B_\text{э} = K_v/4.$$

Таким образом, все свойства системы определяются единственным параметром — коэффициентом передачи по скорости K_v.

Система с такой структурой является «негибкой» в том смысле, что изменение одного показателя влечет за собой изменение всех остальных. Так, например, стремление сузить полосу B вызывает пропорциональное уменьшение полосы удержания.

Увеличение быстродействия системы (рост величины K_v) может привести к тому, что начнут сказываться малые неучтенные инерционности, что чаще всего можно свести к общему временному запаздыванию сигнала. Следствием этого может стать потеря устойчивости системы, как это уже пояснялось при рассмотрении частотных систем АСЧ (см. § 3-4). Система не обладает частотной избирательностью: если на систему, следящую за сигналом частоты ω_{c1}, действует сигнал частоты ω_{c2}, то в системе без фильтра мешающее действие второго сигнала проявляется теоретически при любом соотношении частот. Степень мешающего действия зависит, конечно, от соотношения амплитуд обоих сигналов, но остается практически неизменной в достаточно широком диапазоне частот.

Система с однозвенным RC-фильтром. Передаточная функция разомкнутой системы

$$W(D) = \frac{K_v}{D(TD + 1)}, \qquad (4\text{-}27)$$

где $T = RC$ — постоянная времени фильтра.

Передаточная функция замкнутой системы

$$\Phi(D) = \frac{K_v}{D(TD + 1) + K_v} = \frac{1}{\tau^2 D^2 + 2\zeta\tau D + 1}, \qquad (4\text{-}28)$$

где

$$\tau = \sqrt{\frac{T}{K_v}}; \quad \zeta = 1/2\sqrt{TK_v}.$$

Последние преобразования выполняются так же, как на стр. 71. Рассматриваемая система описывается той же передаточной функцией, что астатическая частотная система АСЧ с однозвенным фильтром. Свойства ее были изучены ранее (стр. 71) и здесь их напоминать не будем.

Отметим только, что и у этой системы имеются сравнительно небольшие возможности по выбору параметров, поскольку величины T и K_v связаны между собой требованием, чтобы ζ лежало в преде-

лах 0,5—0,7 [см. формулы (3-56)]. Система обладает избирательностью по частоте, определяемой свойствами фильтра. Действие мешающего сигнала будет исключено или в значительной мере ослаблено, если его частота лежит за пределами частотной характеристики фильтра.

Система с пропорционально-интегрирующим фильтром. При использовании такого фильтра имеются бóльшие возможности в обеспечении требуемых характеристик. Так, можно получить необходимую полосу пропускания замкнутой системы при довольно широких вариациях полосы схватывания и полосы удержания, а также требуемого перерегулирования. Поэтому в практических схемах чаще всего используются фильтры такого типа.

Рассмотрение линеаризированных систем АСЧ, хотя имеет ограниченное значение, позволяет получить представление об их основных особенностях. Далее мы еще раз прибегнем к такому «линейному» анализу при рассмотрении работы систем под влиянием различных воздействий.

Возвращаясь к исходным положениям, связанным с линеаризацией, поясним, что ее необходимо осуществлять для равновесных точек *У*, лежащих на восходящих ветвях косинусоиды и что точки *Н*, лежащие на нисходящих ветвях, характеризуют неустойчивые состояния равновесия (см. рис. 4-1).

В точках *Н* коэффициент передачи системы отрицателен в силу того, что отрицателен один из сомножителей ($-K_0 \operatorname{tg} \psi'$), составляющих общий коэффициент передачи. Следовательно, малейшее отклонение от состояния *Н* в системе будет приводить не к уменьшению рассогласования, а к его увеличению. Этот вывод почти очевиден, и к нему можно прийти, сравнивая, как осуществляется отработка рассогласования по фазе при положительном и отрицательном коэффициентах передачи.

Заметим, что состояния *У*, устойчивые в системе без фильтра, могут в системе с достаточно сложным фильтром также оказаться неустойчивыми. Действительно, требование положительности коэффициента передачи K_v является лишь необходимым, но недостаточным для обеспечения устойчивости. Оно достаточно для системы с однозвенным и пропорционально интегрирующим фильтрами. В системе с двухзвенным фильтром могут возникнуть условия, при которых устойчивость нарушается даже для точек *У*.

4-3. Точность линеаризованных фазовых систем

Рассмотрение точности фазовых систем будем вести при условии, что допустима линейная трактовка их работы, т. е. что $\delta\varphi$ остаются малыми. Поэтому полученные ниже характеристики точности являются весьма приближенными.

Для системы АСЧ характерны следующие воздействия: изменения частоты $\omega_с$ сигнала; нестабильность частоты $\omega_г$ генератора; синусоидальные помехи и шум, взаимодействующие с сигналом в каскадах, предшествующих системе АСЧ.

Ошибки линеаризованных фазовых систем находятся тем же способом, что и для частотных систем. Другими здесь будут, однако, характеристики внешних воздействий. Эти характеристики можно выбирать такими, чтобы оставались справедливыми условия, при которых допустима линеаризация системы. В противном случае можно получить ошибочные выводы. Так, например, нельзя полагать, что

частота сигнала сколько-нибудь продолжительное время меняется монотонно. Действительно, если бы, например, частота ω_c менялась линейно, частота генератора в установившемся режиме также должна была изменяться пропорционально времени. В линейной астатической системе в этих условиях должна установиться постоянная частотная расстройка $\Delta\omega_{уст}$. Но это означает, что в данной системе напряжение на выходе фазового детектора $u_{ф.д}=K_д \cos \Delta\omega_{уст} t$ меняется периодически и частота генератора вопреки нашему предположению не может изменяться линейно. Система не может следить продолжительное время за сигналом с монотонно меняющейся частотой и в конце концов ω_c выйдет за пределы полосы удержания. Этот правильный вывод противоречит действию системы со структурной схемой на рис. 4-3,*а*, и для такой системы эта схема несправедлива.

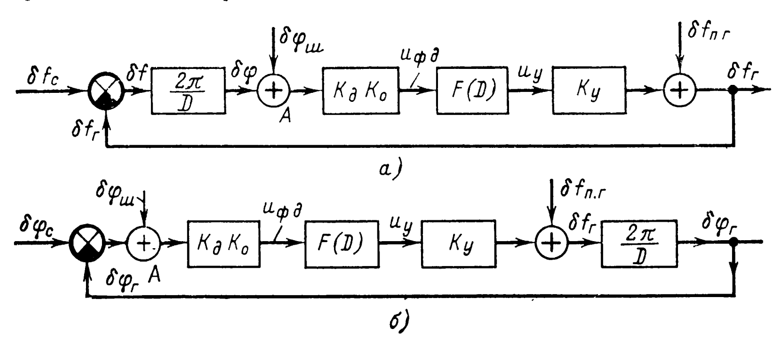


Рис. 4-4.

С другой стороны, фазовая система АСЧ часто работает в условиях, когда частота f_c имеет случайный характер. Это имеет место, например, если система АСЧ используется в допплеровских устройствах определения скорости (см. рис. 1-8).

При анализе воздействия шумовой или синусоидальной помехи, идущей вместе с сигналом, необходимо сделать предположения о малости мешающих колебаний по сравнению с амплитудой несущей. В противном случае мгновенные отклонения фазы будут достаточно большими, структурная схема может оказаться несправедливой, что также приведет к неправильным выводам.

Аналогичные оговорки должны быть сделаны и в отношении изменений частоты генератора.

Найдем выражения для ошибок по частоте и фазе и сделаем некоторые заключения, не прибегая к детальным вычислениям. Для этого изобразим структурную схему системы слежения за частотой (рис. 4-4,*а*) и фазой (рис. 4-4,*б*) с учетом внешних воздействий.

Будем считать, что на входе имеется сигнал δf_c. Предположим далее, что вместе с высокочастотным сигналом имеется внутренний шум приемника, а также шум, обусловленный

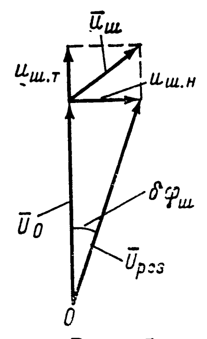


Рис. 4-5.

действием радиопомех. Положим, что фазовой системе АСЧ предшествует селективный усилитель (например, УПЧ приемника). Вектор шума $u_ш$ на входе ФД можно представить как сумму нормальной $u_{ш.н}$ и тангенциальной $u_{ш.т}$ составляющих *, каждая из которых имеет случайную амплитуду и фазу (рис. 4-5). Если считать, что в усилителе имеется эффективная система АРУ или ограничитель, то составляющая $u_{ш.т}$ не будет оказывать влияния на работу системы АСЧ, поскольку она вызывает только амплитудные изменения результирующего вектора. «Фазовый шум» вызывается нормальной составляющей. Величина фазового отклонения, как видно из рис. 4-5, при малом уровне шума

$$\delta\varphi_ш \approx \operatorname{tg}\varphi_ш = \frac{u_{ш.н}}{U_0}. \qquad (4\text{-}29)$$

Это шумовое отклонение фазы добавлено в соответствующую точку A структурных схем рис. 4-4.

Нестабильность частоты генератора $\delta f_{п.г}$ учитывается так же, как в частотных системах АСЧ.

Ошибку воспроизведения по частоте проще искать, пользуясь схемой на рис. 4-4,*а*, а по фазе — рис. 4-4,*б*, хотя для вычисления ошибок по частоте и фазе можно пользоваться любой из них.

Действуем, как и ранее (см. стр. 84). Для ошибки по частоте из схемы рис. 4-4,*а* получим:

$$\delta f = \delta f_с - \delta f_г. \qquad (4\text{-}30)$$

Но

$$\delta f_г = \delta f\left[\frac{2\pi}{D} K_д K_0 F(D) K_у\right] + K_д K_0 F(D) K_у \delta\varphi_ш + \delta f_{п.г}.$$

Подставляя выражение для $\delta f_г$ в предыдущую формулу и учитывая, что

$$W = 2\pi K_д K_0 K_у F(D)/D$$

— передаточная функция разомкнутой системы, получим:

$$\delta f(1+W) = \delta f_с - K_д K_0 K_у F(D)\delta\varphi_ш - \delta f_{п.г}.$$

Поделим левую и правую часть равенства на $1/(1+W)$. Тогда получим выражения для ошибки по частоте:

$$\delta f = \frac{1}{1+W}\delta f_с - \frac{K_v F(D)}{1+W}\delta\varphi_ш - \frac{1}{1+W}\delta f_{п.г}. \qquad (4\text{-}31)$$

Первый член этой формулы представляет собой динамическую ошибку, второй — ошибку, обусловленную помехой, третий — нестабильностью частоты генератора.

Используя результаты анализа частотных систем АСЧ, приходим к заключению, что чем шире полоса системы, тем меньше доля ошибки, вносимой первой и третьей составляющими.

Для того чтобы выяснить, как зависит от полосы составляющая ошибки, вызванная шумом $\delta\varphi_ш$, рассмотрим систему с однозвенным фильтром. В этом случае $F(D) = [TD+1]^{-1}$ и соответствующая со-

---

* Здесь дается упрощенная картина взаимодействия сигнала и шума, хотя несколько более детальная, чем раньше (стр. 82).

ставляющая ошибки, обусловленная $\delta\varphi_ш$ и найденная из выражения (4-31), будет:

$$\delta f_{ош.ш} = -\frac{K_v \frac{1}{TD+1}}{1+\frac{K_v}{D(TD+1)}}\delta\varphi_ш = -\frac{K_v D}{TD+1+K_v}\delta\varphi_ш. \quad (4\text{-}32)$$

Учтем, что $D\delta\varphi_ш$ есть не что иное, как пересчитанный в шум по частоте фазовый шум: $D\delta\varphi_ш = \delta\omega_ш$. Тогда получим:

$$\delta f_{ош.ш} = -\frac{K_v}{TD+1+K_v}\delta\omega_ш. \quad (4\text{-}33)$$

Такое же соотношение встречалось в частотных системах АСЧ (стр. 64). Используя результаты проведенного ранее анализа, приходим к выводу, что с увеличением эквивалентной полосы ошибка, обусловленная этой составляющей, возрастает.

Таким образом, получаем знакомую картину: интенсивность отдельных составляющих ошибок с увеличением эквивалентной полосы возрастает, других — падает. Здесь также правомерна постановка вопроса об оптимизации системы, т. е. о выборе параметров, при которых общая ошибка будет минимальной.

При анализе ошибки системы нужно иметь в виду, что при косинусоидальной хаактеристике ФД [формула (4-1)], имеется зависимость K_v от начальной расстройки. Максимальное быстродействие (максимальная полоса) имеет место при отсутствии расстройки. По мере увеличения расстройки полоса системы сужается, т. е. быстродействие уменьшается. Это нужно учитывать на практике. Так, например, если требуется максимальное ослабление нестабильности частоты генератора, что важно, например, для системы синхронизации, то необходимо выбором начального смещения на управителе частоты обеспечить минимальную начальную расстройку, т. е. произвести начальную установку частоты синхрогенератора и частоты синхроимпульсов.

4-4. Нелинейные явления в фазовых системах АСЧ

Некоторые важные свойства фазовых систем АСЧ обусловлены нелинейностью характеристики ФД. Круг этих свойств широк и разнообразен. В то же время анализ системы с учетом нелинейности весьма сложен. Коснемся только некоторых нелинейных явлений, характерных для такого рода систем.

Ранее говорилось о полосе удержания, которую применительно к фазовым системам называют также полосой синхронизации. Естественно, она остается той же самой независимо от того, какой фильтр используется: пропорционально-интегрирующий, однозвенный или какой-либо другой. Иначе обстоит с полосой схватывания, применительно к данным системам называемой полосой захвата.

При введении однозвенного RC-фильтра, начиная с некоторого значения его постоянной времени T_0, полоса схватывания убывает с ростом T. Зависимость отношения полос удержания и схватывания $\gamma = 2\Delta f_{сх}/2\Delta f_{уд}$ от относительной постоянной времени T/T_0 приведена на рис. 4-6 (кривая a). Падение полосы схватывания можно пояснить физически. Максимальное отклонение частоты генератора,

которое возможно в системе, определяется максимальным напряжением на входе управителя.

При достаточно большой начальной расстройке, когда система находится вне полосы схватывания, на выходе ФД будет напряжение, напоминающее синусоидальное колебание с частотой, равной начальной расстройке $\Delta\omega_н$. При установке между ФД и управителем RC-фильтра амплитуда напряжения на управителе благодаря ослаблению в этом фильтре будет меньше, чем амплитуда напряжения на выходе ФД (или в системе без фильтра). Следовательно, максимальное отклонение частоты генератора убывает, а это и означает сужение полосы захвата по сравнению с полосой удержания (синхронизации).

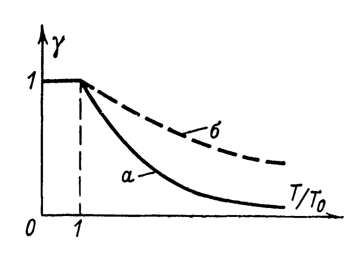


Рис. 4-6.

При введении пропорционально-интегрирующего фильтра можно увеличить полосу захвата (рис. 4-6, кривая *б*). Ее конкретное значение зависит от параметров этого фильтра. При этом, конечно, изменяются и фильтрующие свойства системы АСЧ, обусловленные инерционностью пропорционально интегрирующего фильтра.

Одна из особенностей фазовых систем АСЧ состоит в отмеченном выше изменении динамических свойств, вызванных начальной расстройкой при характеристике ФД косинусоидального вида.

Следующая особенность касается действия помех большого уровня на систему АСЧ. Если при малых помехах средняя частота колебаний генератора остается равной частоте сигнала, то при действии помех большого уровня возможны расхождения средних частот: частота колебаний генератора может отличаться от частоты входного сигнала. Это можно пояснить с помощью рис. 4-7.

Верхний график повторяет рис. 4-1; на нижнем — отложена зависимость отклонения разности фаз $\varphi_ш$, обусловленная действием помех. Шумы большого уровня приводят к значительным изменениям разности фаз. При некоторых значениях $\varphi_ш$ система может «выбрасываться» из устойчивой области, окружающей точки *У*, и попадать в окрестность неустойчивых точек *Н*, из которых затем система стремится перейти в ближайшую устойчивую равновесную точку *У*. Если $\Delta\omega_н>0$ (графики соответствуют именно этому случаю), то ближайшая точка неустойчивого равновесия *Н′* справа будет ближе к точке *У*, чем слева *(Н″)*. Следовательно, под действием шума правая точка достигается в среднем чаще левой. Рабочая точка чаще перекатывается «в правые» состояния *Н* (в положительном направлении оси φ), чем в «левые». Это и означает, что при $\Delta\omega_н>0$ частота генератора будет в среднем больше частоты сигнала.

При $\Delta\omega_н<0$ движение происходит в отрицательном направлении оси φ, и частота генератора в среднем будет меньше частоты сигнала. Расхождение частот возрастает с увеличением отношения помеха/сигнал и расширением эквивалентной полосы линеаризованной системы.

Линейную (или линеаризованную) систему можно полностью характеризовать ее переходной характеристикой. Увеличение перепада сигнала на входе в линейной системе ведет к пропорциональ-

ному росту сигнала на выходе; время установления при этом остается неизменным. Для нелинейной системы, в том числе фазовой, сказанное несправедливо. Реакция такой системы на единичное воздействие не может полностью характеризовать ее свойства: характер процесса и время установления существенно зависят от величины воздействия. Для иллюстрации этого положения на рис. 4-8 представлена зависимость относительного времени установления от вели-

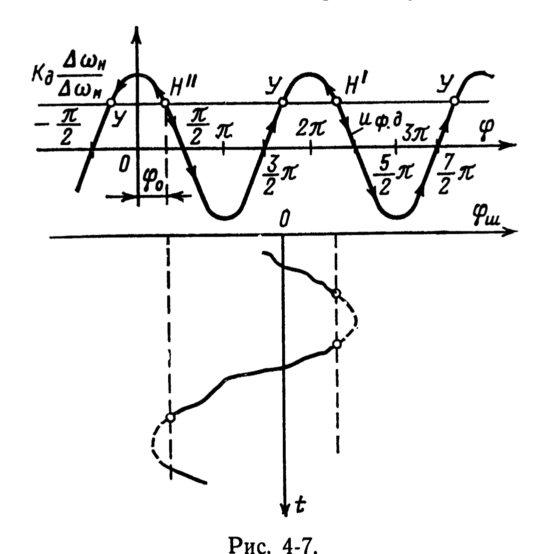


Рис. 4-7.

чины скачка фазы $\Delta\varphi_с$ сигнала на входе (при нулевой начальной расстройке и косинусоидальной характеристике ФД) для системы без фильтра [Л. 8].

По мере приближения $\Delta\varphi_с$ к границе полосы удержания ($\Delta\varphi_с = 90°$) время установления существенно удлиняется. С углов $\Delta\varphi_с = 50 \div 60°$ начинается влияние нелинейности; изменение коэффициента K_0 (см. рис. 4-1) тем более существенно, чем ближе $\Delta\varphi_с$ к 90°. Рассмотренные явления, конечно, далеко не исчерпывают особенностей нелинейных режимов, но показывают, насколько существенно эти режимы могут отличаться от линейных.

4-5. О некоторых разновидностях фазовых систем АСЧ. Примеры использования

Имеется много типов фазовых систем, отличающихся видом и устройством элементов, расположенных между фазовым детектором и управителем частоты.

В некоторых устройствах перед подачей сигнала на вход ФД бывает удобно осуществить предварительную частотную селекцию сигнала и ограничить полосу поступающих на *ФД* шумов. Пример схемы подобного типа представлен на рис. 4-9. От рассмотренной ранее системы эта схема отличается тем, что сравнение фаз в ней осуществляется на частоте $f_{о.г}$ высокостабильного опорного генера-

тора *ОГ*, а фазовому детектору *ФД* предшествует селективный усилитель *УПЧ*, центральная частота f_0 которого равна частоте опорного генератора. Полоса фильтра не должна превосходить полосу удержания системы АСЧ. Медленные уходы частоты *ОГ* компенсируются фазовой системой. Однако эти отклонения не должны быть значительными, поскольку иначе частота f_0 настройки УПЧ станет не равной $f_{о.г}$, что приведет к асимметрии полосы удержания относительно f_0. Заметим, что в такой системе с помощью системы АРУ или ограничителя легко стабилизируется амплитуда сигнала, поступающего на *ФД*.

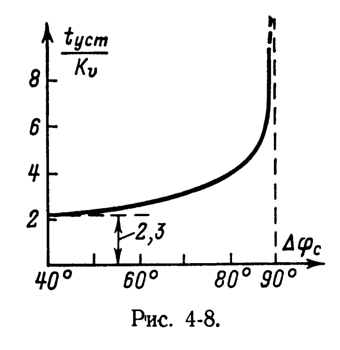


Рис. 4-8.

Основное достоинство системы связано с расширением диапазона частот, в котором обеспечивается слежение, по сравнению с использованием фазовой системы без опорного генератора. Действительно, отклонение разностной частоты Δf_m благодаря действию обратной связи в динамическом режиме значительно меньше Δf_{cm}. Режим синхронизации (слежения) между тем определяется максимальной девиацией частоты Δf_m (а не Δf_{cm}), при которой напряжение на выходе *ФД* достигает своих наибольшего и наименьшего значений.

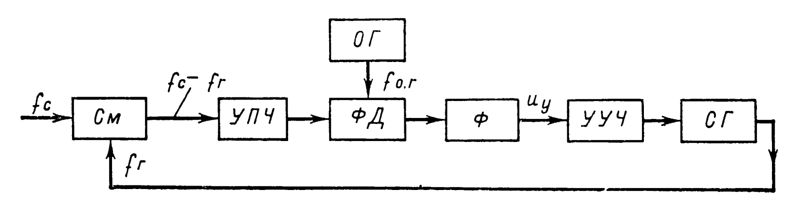


Рис. 4-9.

Иногда необходимо поднять порядок астатизма фазовой системы АСЧ. Если, например, требуется, чтобы система могла следить за изменяющейся в одном направлении частотой сигнала, между *ФД* и управителем необходимо поместить интегратор, например двигатель. Тогда полоса удержания системы существенно расширяется, теоретически до величины, ограничиваемой возможностями управителя. Такая система обладает астатизмом второго порядка.

Поясним сказанное. Пусть в исходном состоянии на вход поступает сигнал некоторой постоянной частоты f_c. Тогда в состоянии равновесия частота генератора также равна f_c, и в системе имеется начальная разность фаз $\varphi_н$, при которой выходное напряжение ФД равно нулю. Якорь двигателя находится в состоянии покоя. Как следует из анализа устойчивости системы без фильтра, $\varphi_н = -(\pi/2) \pm 2k\pi$ (точки *У* на рис. 4-1).

При изменении частоты сигнала на постоянную величину Δf_c в конце концов установится новое значение $f_г$, равное f_c, т. е. $f_г$ изменится на ту же величину Δf_c. Разность фаз в случае идеального интегратора останется той же самой ($\varphi_н$). Якорь двигателя

в процессе слежения повернется на угол, пропорциональный Δf_c, и остановится, когда выходное напряжение *ФД* станет равным нулю ($\varphi=\varphi_н$). Изменения частоты f_c должны быть настолько медленными, чтобы процесс в каждый момент времени был близок к установившемуся.

Если частота входного сигнала меняется по линейному закону, то на выходе *ФД* в установившемся режиме образуется постоянное напряжение. Якорь двигателя вращается с такой скоростью, при которой частота генератора остается равной частоте сигнала и между этими колебаниями имеется постоянная разность фаз.

Приведенные рассуждения, разумеется, справедливы только для идеального интегратора и установившегося режима. Предельная скорость изменения частоты сигнала, которую еще может отработать система, не превосходит ту, которая соответствует максимальному напряжению на выходе *ФД*. Заметим, что система с астатизмом второго порядка требует введения специальных стабилизирующих (корректирующих) цепей для обеспечения устойчивости. Без этих цепей система неустойчива, поскольку результирующий сдвиг фазы по петле регулирования не может быть меньше 180° (по 90° на каждый интегратор) для всех частот (см. стр. 49). Трение застоя (см. рис. 3-20) усложняет процессы в системе и заставляет прибегать к различным способам ослабления вызванных нелинейностью нежелательных эффектов.

Примером фазовой системы с двигателем может служить схема рис. 4-10. Цепь коррекции здесь состоит из фильтра нижних частот, включенного параллельно цепи с двигателем.

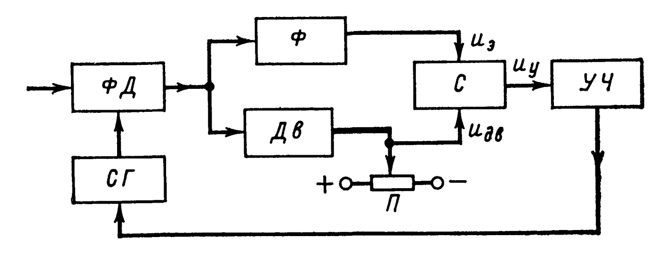


Рис. 4-10.

Напряжение $u_{дв}$, отрабатываемое двигателем (с потенциометра *П*), суммируется (каскад *С*) с напряжением $u_э$ электронной фильтрующей цепи. Суммарное напряжение $u_у=u_{дв}+u_э$ поступает на управитель частоты *УЧ*. Таким образом, имеется как бы два параллельных контура: электронный с фильтром *Ф* и электромеханический с двигателем *Дв*. Такая система устойчива, и для нее достаточно просто выбрать параметры, обеспечивающие необходимые динамические характеристики; при малом застое двигателя можно существенно расширить полосу удержания и захвата по сравнению с системой, содержащей только электронную ветвь.

Для улучшения динамических характеристик в фазовых системах АСЧ могут применяться фильтры с нелинейными элементами. Этим достигается расширение полосы удержания при сохранении высокой фильтрующей способности системы. Для помех малого уров-

ня, когда фазовые отклонения в системе невелики, коэффициент передачи фильтра невелик и полоса системы остается узкой. В случае больших фазовых отклонений, когда напряжение на выходе *ФД* становится значительным, коэффициент передачи фильтра за счет введения в него нелинейных элементов возрастает, что влечет за собой расширение полосы удержания. Более детальное описание работы такой системы читатель может найти в [Л. 8].

Ранее было показано, что простая статическая частотная система АСЧ имеет остаточную расстройку, уменьшение которой связано с определенными трудностями. В простой фазовой системе АСЧ фильтрующие свойства однозначно связаны с полосами удержания и захвата, и стремление улучшить эти свойства (уменьшить коэффициент K_v) неминуемо приводит к сужению указанных полос. Комбинация фазовой и частотной систем АСЧ позволяет ослабить недостатки каждой из систем, т. е. сохранить высокую фильтрацию при большой полосе удержания. В качестве примера на рис. 4-11 представлена функциональная схема комбинированной системы с отдельным опорным генераторам *ОГ*. Частота колебаний последней $f_{о.г}$ выбирается равной переходной частоте дискриминатора f_0. На вход управляющего элемента *УЧ* поступает суммарное напряжение с выхода частотного дискриминатора ($u_{ч.д}$) и фазового детектора ($u_{ф.д}$). Таким образом, система содержит две петли: частотную (смеситель *См*, селективный усилитель *СУ*, частотный дискриминатор *ЧД*; фильтр $Ф_ч$ и управитель с генератором *Г*, и фазовую (остальные элементы). В установившемся режиме при постоянной ве-

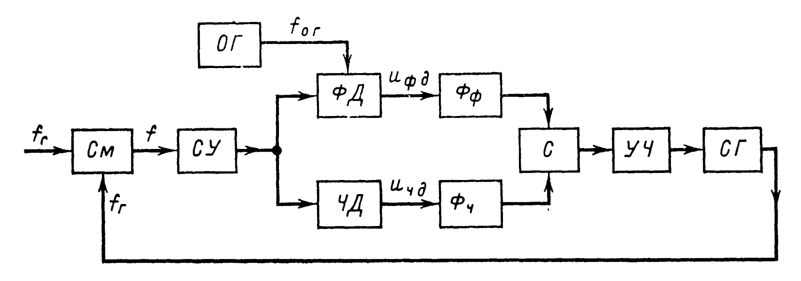


Рис. 4-11.

личине f_c благодаря действию фазовой системы разностная частота $f=f_c-f_г$ установится равной частоте $f_{о.г}$ и остаточной расстройки в системе не будет (вспомним, что $f_0=f_{о.г}$). При правильном выборе характеристики фильтров $Ф_ф$ и $Ф_ч$ полоса схватывания определяется характеристиками частотной петли. Медленные уходы переходной частоты дискриминатора f_0 и частоты генератора $f_г$ компенсируются фазовой петлей, если только эти уходы не чрезмерны велики.

Рассмотрим некоторые примеры использования фазовых систем АСЧ.

В телевизионной технике широко применяют импульсно-фазовую систему слежения за частотой (фазой). Ее называют инерционной системой синхронизации. Импульсный режим работы определяется тем, что в системе обеспечивается слежение за сигналом, который имеет форму кратковременных синхроимпульсов, поступающих на вход фазового детектора с дискретным интервалом, равным периоду повторения синхроимпульсов.

Шумы, которыми сопровождается прием телевизионных сигналов, модулируют синхроимпульсы по длительности и амплитуде. При непосредственном воздействии на синхрогенератор шумы вызывают хаотическое изменение момента срабатывания синхрогенератора, что приводит к сильным искажениям изображения на экране кинескопа.

При использовании фазовой системы АСЧ шумы, воздействующие на вход синхрогенератора, фильтруются и степень фильтрации зависит от эквивалентной полосы системы (см. стр. 122). Эта полоса значительно уже полосы частот, определяющей действие помех в системе непосредственной синхронизации. Благодаря такому сужению полосы значительно ослабляется действие помех на синхрогенератор, и качество синхронизации существенно улучшается. При выборе параметров необходимо обеспечить малую разность фаз синхронизатора в системе, обусловленную возможными уходами собственной частоты синхрогенератора. Это требует расширения полосы системы (см. стр. 122—123), что вызывает ухудшение фильтрующих свойств системы. Выбор полосы достигается компромиссом между указанными факторами. Для улучшения динамических свойств в системе применяют достаточно сложные фильтры.

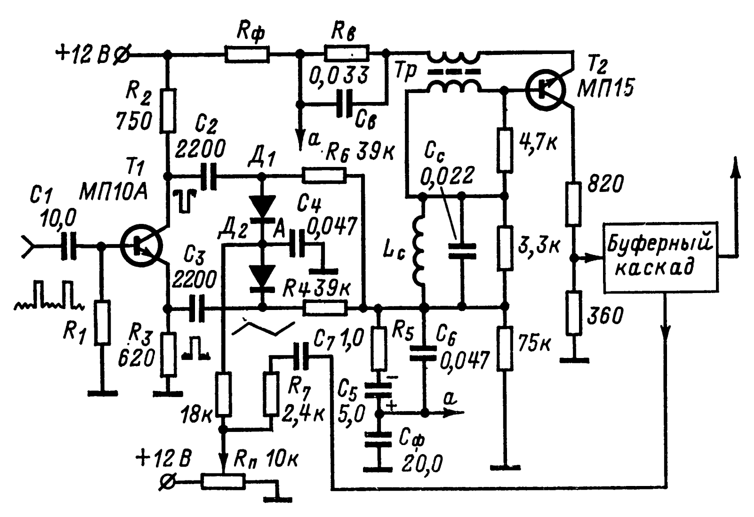


Рис. 4-12.

Примером может служить схема инерционной синхронизации транзисторного телевизора «Юность» [Л. 6, 7] (рис. 4-12). Управитель частоты и импульсно-фазовый детектор аналогичной схемы были описаны в гл. 2.

Видеосигнал подается на амплитудный селектор (на схеме не показан), откуда строчные импульсы положительной полярности поступают на базу транзистора T_1 схемы парафазного усилителя. Положительные и отрицательные импульсы подаются с нагрузочных резисторов R_2 и R_3 на импульсно-фазовый детектор (диоды $Д_1$, $Д_2$; резисторы R_4, R_6; конденсаторы C_2, C_3, C_4). В схеме использован пропорционально интегрирующий фильтр, который образуется вы-

ходным сопротивлением резисторов *ФД*, резистором R_5 и конденсатором C_5. Этот фильтр дополнен фильтрующим конденсатором C_6. Далее следует управитель с блокинг-генератором (см. стр. 46). Опорное пилообразное напряжение, подаваемое в точку *А*, образуется путем преобразования положительного импульса обратного хода генератора строчной развертки цепочкой R_7C_7 (совместно с подключенными к точке *А* резисторами). Начальная установка частоты строк, т. е. частоты $f_г$ блокинг-генератора, осуществляется резистором $R_п$. При неправильной установке система несимметрична по от-

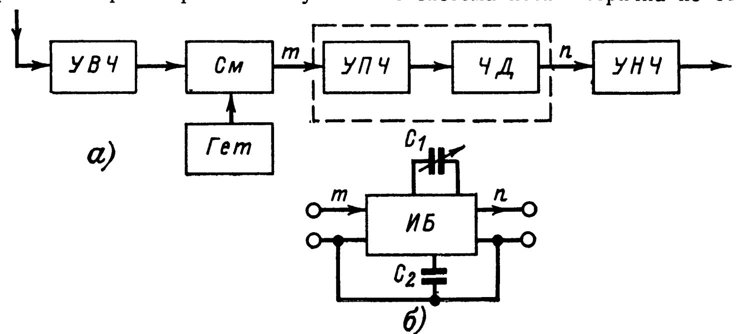


Рис. 4-13.

ношению к компенсации уходов собственной частоты блокинг-генератора. Полоса удержания системы — около 900 Гц; полоса схватывания — около 800 Гц.

Имеется несколько разновидностей схем, обладающих большой полосой схватывания при сохранении высоких фильтрующих свойств, (см. [Л. 7, 14]). В большинстве схем используется идея комбинации частотных и фазовых систем АСЧ. Наиболее просто такая комбинация достигается применением частотно-фазовых дискриминаторов, которые описаны в [Л. 6, 7, 14].

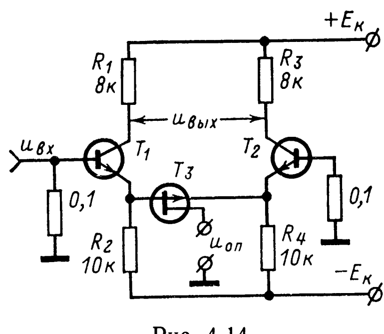


Рис. 4-14.

Большой интерес представляет применение схем фазовых АСЧ в интегральном исполнении в качестве селективных устройств. Основная трудность в создании селективных интегральных схем состоит в отсутствии твердотельных индуктивностей. Один из путей преодоления этой трудности состоит в использовании активных интегральных селективных *RC*-цепей. Другой метод заключается в применении фазовых систем АСЧ, которые, обладая свойствами частотной селекции, сравнительно просто реализуются путем использования интегральной планарной технологии при минимальном числе навесных элементов. Рассмотрим экспериментальную систему АСЧ [Л. 13],

предназначенную для замены узла стандартного ЧМ приемника, состоящего из усилителя высокой частоты *УВЧ*, смесителя *См*, гетеродина *Гет*, *УПЧ*, частотного детектора *ЧД* и усилителя низкой частоты *УПЧ* (рис. 4-13,*а*). Вместо заменяемого узла (пунктир) между точками *m*, *n* включается интегральная схема на рис. 4-13,*б*. Из двух навесных конденсаторов, используемых в этой схеме один (C_1) предназначен для начальной установки частоты следящего генератора, другой (C_2) является емкостью *RC*-фильтра нижних частот. Приведем описанные в [Л. 13] схемы некоторых элементов и характеристики фазовой системы АСЧ. Система построена по стандартной схеме. Следящий генератор состоит из двух биполярных и одного полевого транзистора. Схема генератора включает резисторы и один из упомянутых выше навесных конденсаторов (C_1). Изменение частоты достигается за счет управления проводимостью участка сток — исток полевого транзистора. Коэффициент передачи управителя частоты $K_у \approx 500$ кГц/В в диапазоне 9—12 МГц.

Рис. 4-15.

Схема ФД в интегральном исполнении представлена на рис. 4-14, а диаграмма, иллюстрирующая ее действие — на рис. 4-15. *З* и *О* на диаграмме *1* означают запертое и отпертое состояния полевого транзистора, а диаграмма *2* характеризует выходное напряжение *ФД*. Сглаживание составляющих опорной частоты осуществляется в последующем *RC*-фильтре, имеющем полосу 25 кГц. Опорное напряжение подается со следящего генератора непосредственно без переходных конденсаторов на затвор полевого транзистора T_3, участок сток — исток которого включен между эмиттерами двух транзисторов T_1 и T_2 (рис. 4-14). Опорное напряжение $u_{оп}$ с генератора коммутирует полевой транзистор. В полупериод, соответствующий запертому состоянию транзистора T_3, транзистор T_1 работает в усилительном режиме и напряжение на его коллекторе повторяет (в противофазе) входной сигнал $u_{вх}$, поступающий на базу.

В полупериод открытого состояния T_3 эмиттеры обоих транзисторов T_1 и T_2 соединены и разность потенциалов между коллекторами транзисторов близка к нулю. Этим достигается необходимая коммутация и обеспечивается зависимость постоянной составляющей выходного напряжения $u_{ф.д}$ от разности фаз φ. Временные диаграммы *1*, *2* на рис. 4-5 даны для нулевой разности фаз опорного сигнала и сигнала рассогласования ($\varphi=0$).

Выходной сигнал ФД усиливается, фильтруется и подается в качестве управляющего напряжения на затвор полевого транзистора в схеме следящего генератора. Демодулированный ЧМ сигнал снимается с эмиттерного повторителя, включенного в цепь фильтра. Все остальные элементы (кроме C_1 и C_2) выполнены на единой подложке — пластине, имеют чрезвычайно малые размеры. По данным [Л. 13] размер площади блока ИС составляет 1,5×2 мм. Полоса удержания, как и следует из теории, зависит от амплитуды сигнала на входе. При $U_{вх}=0{,}5$ мВ полоса равна приблизительно 100 кГц. Начиная с амплитуды 10 мВ (полоса удержания около 700 кГц) проявляется эффект ограничения сигнала в ФД.

Для того чтобы охарактеризовать селективные свойства системы [Л. 13], приведена частотная характеристика, которая снималась

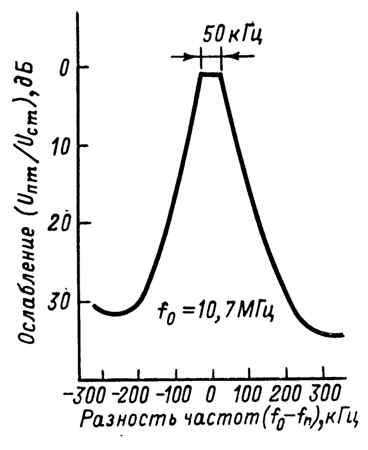


Рис. 4-16.

следующим образом. Система следила за ЧМ сигналом (несущая $f_0=10,7$ МГц, девиация частоты 25 кГц, частота модуляции 1 кГц). Амплитуда несущей на 10 дБ превышала порог ограничения. Последний определялся как минимальная амплитуда входного сигнала, необходимая для осуществления режима слежения (без срыва) при упомянутой девиации частоты.

Помимо несущей на вход системы подавался мешающий сигнал (помеха) в виде синусоидального колебания с частотой $f_п$. Амплитуда помехи $U_{пm}$ для каждой частоты увеличивалась до тех пор, пока в выходном звуковом сигнале приемника не возникали 5%-ные искажения. По оси ординат откладывалось отношение амплитуд помехи и сигнала $(U_{пm}/U_{cm})$ в децибелах; по оси абсцисс — разность $f_0—f_п$. Кривая избирательности приведена на рис. 4-16. При расстройке 200 кГц подавление достигает 30 дБ, при полосе фазовой системы 25 кГц, что свидетельствует о хороших избирательных свойствах системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Капланов М. Р., Левин В. А.** Автоматическая подстройка частоты. М., Госэнергоиздат, 1962, 320 с.

2. **Лабутин В. К.** Частотно-избирательные цепи с электронной настройкой. М., «Энергия», 1966, 240 с.

3. **Тузов Г. И.** Выделение и обработка информации в допплеровских системах. М., «Советское радио», 1967, 128 с.

4. **Кривицкий Б. Х.** Автоматические системы радиотехнических устройств. М., Госэнергоиздат, 1962, 664 с.

5. **Вагин Ю. В., Ляшенко А. Г.** Частотный дискриминатор радиоприемных устройств. Библиотека ТРЗ, М., «Связь», 1971, 48 с.

6. **Баскир И. Н., Костиков В. Ф.** Автоматические регулировки в телевизорах. Библиотека ТРЗ, М., «Связь», 1970, 72 с.

7. **Баскир И. Н., Людмирский И. Л.** Синхронизация в телевизорах. М., «Связь», 1968, 176 с.

8. **Шахгильдян В. В., Ляховкин А. А.** Системы фазовой автоподстройки частоты. М., «Связь», 1972, 472 с.

9. **Кантор Л. Я.** Методы повышения помехозащищенности приема ЧМ сигналов. М., «Связь», 1967, 328 с.

10. **Левин В. А.** Стабилизация дискретного множества частот. М., «Энергия», 1970, 328 с.

11. **Дудко Г. К., Резников Г. Б.** Допплеровские измерители скорости и угла сноса самолетов. М., «Советское радио», 1964, 344 с.

12. **Родионов Я. Г.** ЧМ радиоприем с обратным управлением. М., «Советское радио», 1972, 128 с.

13. **Гребене А., Камензинд Г.** Частотно-избирательные схемы, использующие системы фазовой автоподстройки частоты. — «Зарубежная радиоэлектроника», № 7, 1970, с. 108—123.

14. **Ельяшкевич С. А.** Автоматическое управление в телевизорах. М., «Энергия», 1968, 199 с.

15. Справочник по радиоэлектронике. Под ред. А. А. Куликовского М., «Энергия», 1970, т. III, 816 с.

Оглавление

Глава четвертая

Фазовые системы автоматического слежения за частотой и фазой

Борис Хацкелевич Кривицкий

АВТОМАТИЧЕСКОЕ СЛЕЖЕНИЕ ЗА ЧАСТОТОЙ

Редактор В. А. Левин
Редактор издательства В. А. Абрамов
Художественный редактор Д. И. Чернышев
Технический редактор М. П. Осипова
Корректор Г. Г. Желтова

Сдано в набор 25/III 1974 г.
Подписано к печати 26/VII 1974 г.
Т-12876 Формат 84×108 1/32 Бумага типографская № 2 Усл. печ. л. 7,14 Уч.-изд. л. 9,62 Тираж 25 000 экз. Зак. 718 Цена 39 коп.

Издательство «Энергия», Москва, М-114, Шлюзовая наб., 10.

Московская типография № 10 Союзполиграфпрома при Государственном комитете Совета Министров СССР по делам издательств, полиграфии и книжной торговли. Шлюзовая наб., 10.

Цена 39 коп.